

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Dpto. de INGENIERÍA ELÉCTRICA



INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL

PROYECTO FIN DE CARRERA

**ANÁLISIS DEL MODELO Y
CONTROL DE INVERSORES EN
FUENTES DE ENERGÍA
FOTOVOLTAICA**

AUTOR: PAULA NIETO MONTERO

TUTORES: RICARDO ALBARRACÍN SÁNCHEZ

CONCEPCIÓN ALICIA MONJE MICHARET

A mis abuelas

Agradecimientos

Querría agradecer este trabajo:

A mis padres, que siempre han estado conmigo, a su manera pero nunca han dejado de implicarse.

A mi hermana y mi hermano, dos soletes a los que quiero un montón.

A Victor por su paciencia en momentos duros, su apoyo incondicional y su manera de animarme en todo momento.

A mis amigas Esther, Teresa, Irache y Bea, por ser como sois, por ayudarme siempre que lo he necesitado. Por vuestros buenos consejos.

A Ana y Lara, por ser un gran apoyo, ayudarme siempre que han podido y darme fuerzas en los peores momentos.

A Lorena y Santi, por hacerme disfrutar de grandes, buenos momentos de desconexión.

A Adri, por entenderme más que nadie.

A mis tutores Concha y Ricardo, por ayudarme a sacar el trabajo adelante.

Paula Nieto Montero

1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 OBJETIVOS	4
1.3 ESTRUCTURA DEL PROYECTO	5
2 HERRAMIENTAS Y FUNCIONES DE SOFTWARE	7
2.1 PSIM	7
2.2 SIMULINK.....	12
2.2.1 Función STATEFLOW	16
2.3 MODELO MIXTO EN SIMULINK Y PSIM	18
2.4 ACSWEEP.....	22
2.5 SEMISEL.....	24
3 EL INVERSOR	29
3.1 INVERSORES TRIFÁSICOS	29
3.2 COORDENADAS DE TRANSFORMACIÓN	34
3.3 MODELO Y ESTUDIO DETALLADO	42
3.3.1 Modelado de la función de transferencia $\frac{I_d}{D_d}(s)$	44
3.3.1.1 Código MATLAB	47
3.3.2 Modelado de la función de transferencia $\frac{I_q}{D_q}(s)$	49
3.3.2.1 Código MATLAB	52
3.3.3 Modelado de la función de transferencia $\frac{V_q}{I_d}(s)$	54
3.3.3.1 Código MATLAB	57
3.3.4 Modelado de la función de transferencia $\frac{V_d}{I_q}(s)$	59
3.3.4.1 Código MATLAB	62
3.4 PÉRDIDAS DEL INVERSOR.....	64
4 CONTROL.....	69
4.1 CONTROLES DE CORRIENTE	69
4.1.1 Control adaptativo con modelo de referencia	70
4.1.2 Control deslizante de corriente.....	70
4.1.3 Control deadbeat	71
4.1.4 Control Lineal.....	71

4.1.5 Control por histéresis	71
4.1.6 Control cruzado	72
4.2 BLOQUE <i>RATE TRANSITION</i>	73
4.3 CONTROL DQ0.....	82
4.3.1 Código <i>MATLAB</i>	92
4.3.2 Sub-sistemas.....	92
4.4 CONTROLADORES PID PARA EL CONTROL.....	93
5 SEGUIDORES DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)	95
5.1 CONTROL DIRECTO	97
5.1.1 Métodos de Muestreo	97
5.1.1.1 Tensión realimentada	97
5.1.1.2 Perturbación y observación	98
5.1.2 Métodos por modulación	99
5.1.2.1 Conductancia incremental.....	99
5.1.2.2 Lógica difusa (<i>fuzzy</i>).....	99
5.2 CONTROL INDIRECTO	100
5.2.1 Ajuste de curva.....	101
5.2.2 Tensión a circuito abierto del generador fotovoltaico	101
5.2.3 Corriente de cortocircuito del generador.....	102
5.3 EJEMPLOS.....	102
5.3.1 Perturbación y observación.....	103
5.3.2 Conductancia incremental.....	107
6 CONCLUSIONES.....	113
7 TRABAJOS FUTUROS	115
8 BIBLIOGRAFÍA.....	117
9 ANEXOS	119
9.1 HOJA DE CARACTERÍSTICAS DEL IGBT 50GB123D	119
9.2 PÉRDIDAS OBTENIDAS EN SEMISEL	122

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Espectro de luz	2
Figura 1.2. Paneles fotovoltaicos.....	3
Figura 1.3. Sistema fotovoltaico conectado a red.....	3
Figura 2.1. Interfaz de PSIM.....	9
Figura 2.2. Ventana de elección de señales a representar.....	10
Figura 2.3. Interfaz de representación de señales o “Simview”	10
Figura 2.4. Puente de amperímetros	11
Figura 2.5. Base de datos del IGBT o “Database editor”	12
Figura 2.6. Interfaz principal de MATLAB con el icono de acceso a SIMULINK señalado.....	13
Figura 2.7. Buscador de librerías de SIMULINK	13
Figura 2.8. Interfaz de SIMULINK	15
Figura 2.9. Interfaz del bloque “Scope” de representación	16
Figura 2.10 Interfaz de Chart	17
Figura 2.11. Módulo SIMCOUPLER.....	19
Figura 2.12. Circuito de PSIM con los nodos de entrada y salida	19
Figura 2.13. Sistema de co-simulación PSIM- SIMULINK con módulo SIMCOUPLER.....	20
Figura 2.14. Archivo esquemático de PSIM.....	20
Figura 2.15 Salida V_o en PSIM	21
Figura 2.16 Salida V_o en SIMULINK.....	21
Figura 2.17. Bloque Rate Transition.....	22
Figura 2.18. Parámetros del bloque ACSweep	23
Figura 2.19. Configuración ACSWEEP	23
Figura 2.20. Diagrama de Bode.....	24
Figura 2.21. Interfaz SEMISEL primera página.....	25
Figura 2.22. Interfaz SEMISEL segunda página.....	25
Figura 2.23. Interfaz SEMISEL tercera página	26
Figura 2.24. Interfaz SEMISEL cuarta página	27
Figura 3.1 Circuito de un inversor trifásico genérico en PSIM.....	30
Figura 3.2. Esquema del inversor trifásico sin generadores de disparo.....	30
Figura 3.3. Señales de disparo y tensión a la salida V_{ab}	31
Figura 3.4. Modelado del transistor como un interruptor	32
Tabla 3.1. Combinaciones del interruptor	32
Figura 3.5. Topología del inversor trifásico en modo Boost.....	33
Figura 3.6. Formas de onda. a) Sistema trifásico b) Transformación $dq0$	37
Figura 3.7. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq (componente cero eliminada).	40
Figura 3.8. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq	41
Figura 3.9. Circuito ACSWEEP con entrada D_d y salida I_d	45
Figura 3.10. Diagrama de Bode $\frac{I_d}{D_d}(s)$	46

Figura 3.11. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{I_d}{D_d}(s)$	48
Figura 3.12. Circuito ACSWEEP con entrada D_q y salida I_q	50
Figura 3.13. Diagrama de Bode $\frac{I_q}{D_q}(s)$	51
Figura 3.14. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{I_q}{D_q}(s)$	53
Figura 3.15. Circuito ACSWEEP con entrada I_d y salida V_q	55
Figura 3.16. Diagrama de Bode $\frac{V_q}{I_d}(s)$	56
Figura 3.17. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{V_q}{I_d}(s)$	58
Figura 3.18. Circuito ACSWEEP con entrada I_q y salida V_d	60
Figura 3.19. Diagrama de Bode $\frac{V_d}{I_q}(s)$	61
Figura 3.20. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{V_d}{I_q}(s)$	63
Figura 3.21. Circunferencia de ángulos	64
Figura 3.22. Circuito de pérdidas.....	65
Figura 3.23. Potencia total del inversor	66
Figura 4.1. Diagrama de control adaptativo	70
Figura 4.2 Circuito de PSIM dentro del módulo SIMCOUPLER	74
Figura 4.3. Circuito con Rate Transition.....	74
Figura 4.4. Circuito sin Rate Transition	75
Figura 4.5. Entrada al módulo SIMCOUPLER sin Rate Transition.....	75
Figura 4.6. Salida del módulo SIMCOUPLER sin Rate Transition.....	76
Figura 4.7. Entrada y salida de PSIM al módulo SIMCOUPLER sin Rate Transition.....	76
Figura 4.8. Entrada al módulo SIMCOUPLER con Rate Transition.....	77
Figura 4.9. Salida del módulo SIMCOUPLER con Rate Transition.....	77
Figura 4.10. Entrada y salida de PSIM al módulo SIMCOUPLER con Rate Transition.....	78
Figura 4.11. Inversor sin Rate Transition.....	80
Figura 4.12. Inversor con Rate Transition.....	81
Tabla 4.1 Tabla comparativa	82
Figura 4.17. Implementación del control cruzado en SIMULINK	87
Figura 4.18. Circuito reducido de donde resultan los ciclos de trabajo reales D_d y D_q	89
Figura 4.19. Control cruzado para un solo ciclo de trabajo D_d	91
Figura 4.20. Subsistema para la transformación de coordenadas.....	92
Figura 4.21. Sistema validación PID	94

<i>Figura 5.1 Gráfica que relaciona corriente, tensión y potencia de las células.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura 5.2. Gráfica que relaciona P-V</i>	<i>104</i>
<i>Figura 5.3. Gráfica que relaciona P-V</i>	<i>104</i>
<i>Figura 5.4. Gráfica que relaciona P-V</i>	<i>105</i>
<i>Figura 5.5. Gráfica que relaciona P-V</i>	<i>106</i>
<i>Figura 5.6. Diagrama de flujo del método P&O.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura 5.7. Gráfica que relaciona P -V</i>	<i>109</i>
<i>Figura 5.8. Gráfica que relaciona P -V</i>	<i>110</i>
<i>Figura 5.9. Gráfica que relaciona P -V</i>	<i>111</i>
<i>Figura 5.10. Gráfica que relaciona P -V</i>	<i>111</i>
<i>Figura 5.11. Diagrama de flujo del método de conductancia incremental.....</i>	<i>112</i>

1 Introducción

1.1 Introducción

El mercado actual de energías renovables está creciendo a medida que las energías no renovables se extinguen. Una ayuda a estas energías la proporcionan las energías denominadas renovables (eólica, hidráulica, solar, entre otras) que contribuyen al mix energético global existente hoy en día.

Otro motivo importante del crecimiento de este mercado se debe a la emisión de CO_2 que producen este tipo de energías no renovables, que está provocando que el medioambiente se deteriore, y por tanto, como alternativa se desarrollen nuevas líneas de investigación sobre energía que no dañen el ecosistema. Entre estas energías, denominadas renovables, está la solar, en la que se centra nuestro estudio.

La energía solar, entre otras, ha ido desarrollándose en España en estos últimos años debido a que dispone de localizaciones muy ventajosas para su obtención. Estas localizaciones cumplen las condiciones climatológicas que exige la producción de este tipo de energía: muchas horas de luz y bajas temperaturas. Así, zonas como Soria o León se adecuan a este tipo de condiciones.

La energía solar se obtiene a partir de paneles solares de los que se obtiene energía eléctrica donde se transforman las radiaciones producidas por el sol. La obtención de energía se consigue a partir de células fotovoltaicas que forman los paneles fotovoltaicos, transformando la radiación lumínica en una corriente de electrones (efecto fotoeléctrico).

En la Figura 1.1 se muestra la energía radiada por el sol en la tierra donde la onda marrón es en la tierra y la amarilla es en el espacio.

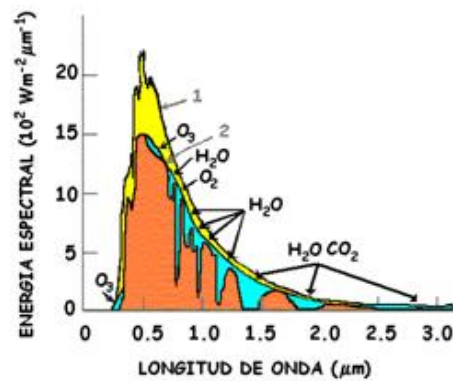


Figura 1.1. Espectro de luz

Estas células están cubiertas por un marco de vidrio y aluminio anodizado que es el encargado de proporcionar soporte y protección a las células. El silicio es el material semiconductor más utilizado en la construcción de estas células.

Las células según el material, se dividen en:

- Mono-cristalinas (formadas de un único cristal de silicio).
- Poli-cristalinas (compuestas de pequeñas partículas cristalizadas de silicio).
- Amorfas (formadas de silicio que no se ha cristalizado).

El orden dado considera el costo o la eficiencia de conversión de forma que:

- las cristalinas tienen mayor rendimiento pero mayor costo
- las células amorfas tienen menor rendimiento pero menor costo.



Figura 1.2. Paneles fotovoltaicos

Como bajo condiciones reales de operación la cantidad de radiación que incide sobre las celdas es menor o mayor que bajo condiciones óptimas, la capacidad real de un panel fotovoltaico difiere sensiblemente de su capacidad nominal. Los generadores fotovoltaicos están compuestos básicamente por (ver Figura 1.3):

- campo fotovoltaico formado por los paneles asociados que obtienen potencia continua por el efecto fotoeléctrico.
- el inversor que es el encargado de convertir la potencia continua a alterna.

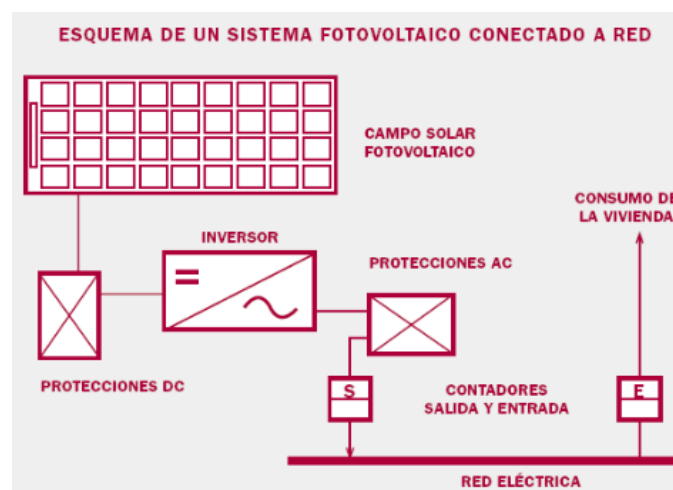


Figura 1.3. Sistema fotovoltaico conectado a red

Además de haber centrales fotovoltaicas conectadas a la red, existen también sistemas fotovoltaicos aislados en vivienda. Estos sistemas son de autoconsumo, instalándose en las zonas de la vivienda donde incide más el sol. Al enfocar el mercado a los particulares se han encontrado nuevos campos a investigar y solucionar. Dos de esos campos se van a estudiar en este proyecto:

- Modelado y estudio del inversor
- Tipos de Controladores

El modelado es imprescindible para conocer bien el comportamiento del inversor y por tanto para hacer la elección de un control y su estudio posterior, adecuadamente.

1.2 Objetivos

El objetivo que engloba todo el proyecto es el análisis del modelo y control del inversor de una instalación fotovoltaica.

Como los paneles solares funcionan en continua (DC) y las instalaciones conectadas a la red deben hacerlo en alterna (AC), es necesario incluir un inversor DC-AC en el sistema fotovoltaico conectado a red que convierta la energía continua en alterna.

En este proyecto se hará un estudio y modelado de los inversores trifásicos que forman parte de los generadores fotovoltaicos conectados a la red.

Existen distintos tipos de controles que plantearemos en este proyecto, sin embargo nos centraremos en el control cruzado debido a que es el que permite un control desacoplado de las componentes de potencia activa y potencia reactiva, característica que nos interesa sobremanera debido a que queremos controlar la potencia activa que es la que realmente es entregada a la red. Se le añade a esto que es el control más ampliamente utilizado en las instalaciones conectadas a la red.

Se hará también una revisión de los seguidores del punto de máxima potencia, ya que son los algoritmos encargados de buscar el máximo de la curva característica de potencia-tensión del campo fotovoltaico.

1.3 Estructura del proyecto

El capítulo 1 comienza con una breve introducción al proyecto y nos sitúa en el entorno en el que se va a desarrollar. Además, se exponen los objetivos principales y la estructura del mismo.

En el capítulo 2 se hace una introducción de todos los programas y funciones software que se han utilizado. Se expone su utilidad y se detalla cómo manejarlos, centrándose en las aplicaciones utilizadas a lo largo del proyecto y se define la utilidad de cada una de ellas.

En el capítulo 3 se hace un estudio y modelado del inversor trifásico. Inicialmente se hará un estudio del inversor trifásico obteniendo las ecuaciones que lo definen. Este estudio incluirá el método de la transformada de Park, muy útil en el análisis de sistemas trifásicos, como es nuestro caso, debido a que permite convertir un sistema trifásico de tres ejes abc en uno de dos dq . El estudio permitirá hacer el modelado obteniendo las distintas funciones de transferencia que relacionan los parámetros del inversor en coordenadas dq y que permiten controlar al inversor.

En el capítulo 4 se hace una introducción de los diferentes controles de corriente para luego plantear el estudio de un control cruzado $dq0$.

En el capítulo 5 se hace un análisis de los diferentes seguidores de máxima potencia. Se plantean además dos ejemplos más detallados de controladores, incluyendo los diagramas de flujo de su funcionamiento. Los dos son de control directo pero uno siguiendo el método de muestreo y otro siguiendo el método de modulación.

Las conclusiones a las que se han llegado se muestran en el capítulo 6, mientras que los posibles trabajos futuros y líneas de investigación que se pueden seguir se muestran en el capítulo 7.

Al final del trabajo se incluyen los anexos y bibliografía que se ha utilizado.



2 Herramientas y funciones de software

Este capítulo enumera las herramientas y funciones software que han sido utilizadas para la realización del proyecto. Además explica detalladamente sus distintas aplicaciones y cómo usarlas.

2.1 PSIM

PSIM es uno de los principales programas software de simulación y diseño de sistemas dinámicos de electrónica de potencia. Tiene un interfaz que es fácil de usar a la vez que es rápido. Además, PSIM proporciona los recursos que hacen que se consiga lo que el usuario requiera para su simulación siendo un programa potente y eficiente.

PSIM presenta las siguientes características que hacen que sea uno de los programas software más usado actualmente:

- Es fácil de usar
- Es rápido y robusto
- Simulación interactiva
- Flexible: solo elige las opciones que el usuario requiera
- Librerías de control y potencia comprensibles (fuentes de alimentación, elementos de potencia y control, máquinas eléctricas)

El interfaz es sencillo de manejar puesto que se tiene un acceso directo desde la ventana principal a la mayoría de las aplicaciones (ver Figura 2.1). La estructura está formada por tres partes muy bien diferenciadas de las que haremos una descripción detallada, mencionando principalmente las herramientas utilizadas en este proyecto.

- Arriba se puede encontrar el menú de herramientas con las categorías siguientes:

- *File*: donde se pueden abrir, guardar o imprimir archivos entre otros.
- *Edit*: donde se puede deshacer algún paso mal dado en la implementación, editar librerías o copiar el sistema creado a otro documento entre otros.
- *View*: permite añadir o quitar las diferentes barras de herramientas de acceso directo, contiene los zooms además de la lista de elementos que ha usado el usuario en la implementación del sistema.
- *Subcircuit*: contiene todas las herramientas para crear un subcircuito (circuito dentro de otro). Así, se encuentran los puertos de entrada y/o salida del subcircuito, además de la opción de abrir uno anteriormente implementado, entre otros.
- *Elements*: donde se encuentran todos los elementos para la implementación de un sistema.
- *Simulate*: aquí se encuentran las opciones para la ejecución de la simulación creada por el usuario. Encontramos entonces el controlador de la simulación ("Simulation Control") necesario para ejecutar la simulación del sistema ya que marca los márgenes de tiempo de ejecución. Además se encuentra la opción de ejecución de simulación, entre otros.
- *Options*: contiene opciones para cambiar colores o tipos de bordes del interfaz.
- *Utilities*: tiene acceso a una aplicación que puede hacer que el circuito se introduzca en un módulo para poder usarlo en MATLAB, cambiar las características de algún componente del sistema o cambiar las unidades del sistema, entre otros.
- *Window*: se pueden modificar las propiedades de la ventana de edición, donde se implementan los sistemas.

- *Help*: se encuentran todas las opciones de ayuda para la utilización de PSIM, así da acceso a un buscador de información tanto de cómo utilizar PSIM como de información técnica de los diferentes elementos.
- En el centro se encuentra la ventana de edición en donde se implementa el sistema de forma visual (ver Figura 2.1).
- Entre el menú de herramientas y la ventana de edición se encuentra la barra de herramientas de acceso directo con las aplicaciones de PSIM. Podemos encontrar así las opciones de copiar, pegar, los tipos de zooms, añadir texto o poner en marcha la simulación. La otra barra de herramientas con acceso directo se sitúa debajo de la ventana de edición, donde se encuentran los elementos que PSIM supone son más utilizados por el usuario en la implementación de un sistema. Así, se pueden encontrar los iconos de resistencia, bobina, condensador o diferentes tipos de fuentes de tensión, entre otros.

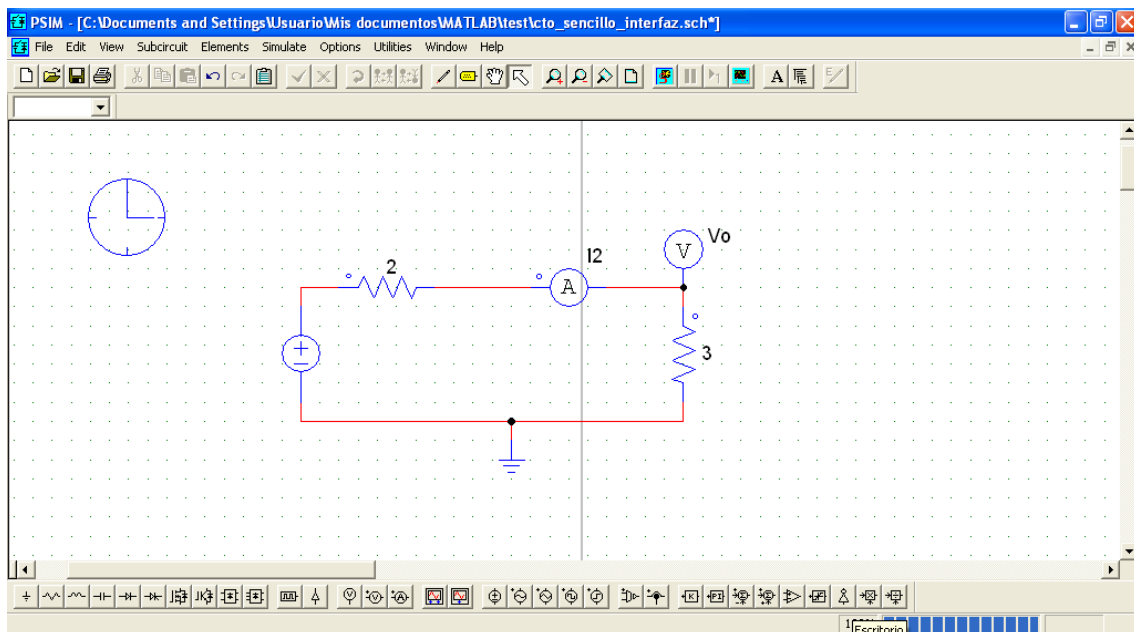


Figura 2.1. Interfaz de PSIM

La forma de manejar todas estas aplicaciones es pinchando en los iconos y arrastrarlos con el ratón al lugar requerido, dentro de la ventana de edición. La

implementación se hace mediante elementos individuales. Haciendo doble clic en el elemento se pueden modificar sus características.

Cuando el sistema está ya terminado se ejecuta su simulación pinchando en el icono de ejecución (en la barra de herramientas de acceso directo, arriba). A continuación aparecerá automáticamente una ventana con todas las entradas y salidas del circuito (ver Figura 2.2). El usuario entonces deberá elegir qué valores quiere ver representados (ver Figura 2.3).

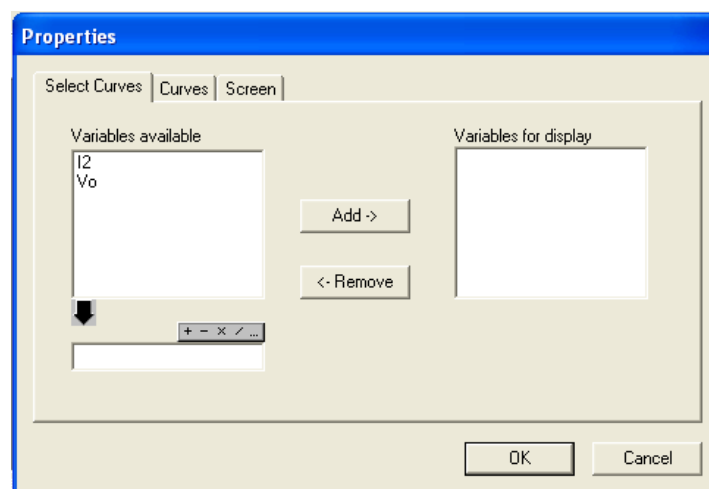


Figura 2.2. Ventana de elección de señales a representar

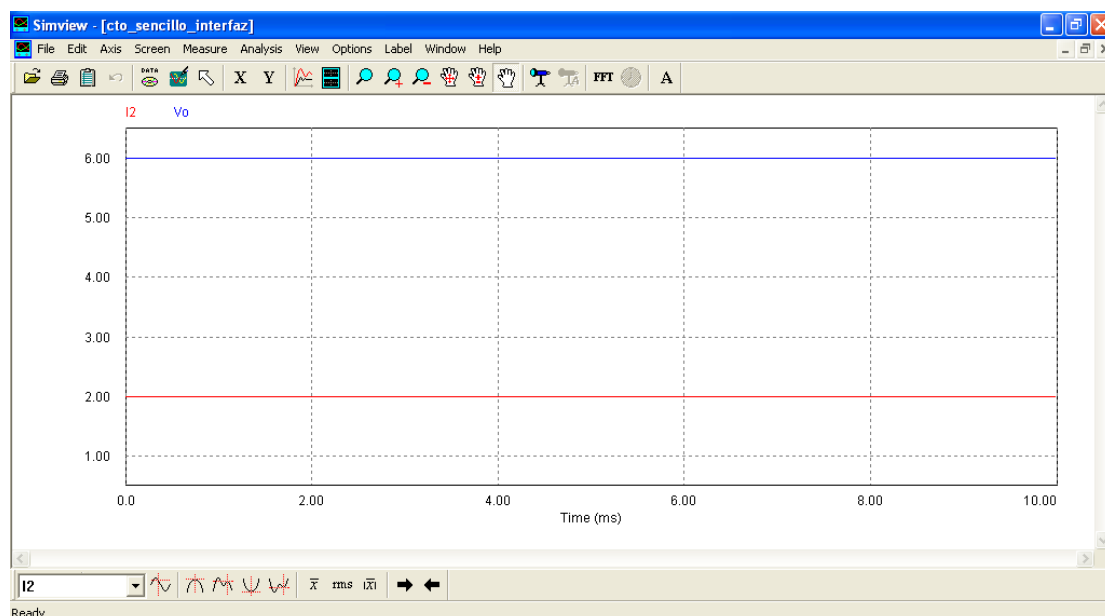


Figura 2.3. Interfaz de representación de señales o “Simview”

En este proyecto, mediante todas estas aplicaciones se ha implementado un inversor trifásico en PSIM que expondremos en el siguiente capítulo. Además, se ha hecho un análisis de pérdidas del inversor.

Para poder hacer este análisis, es necesario crear una base de datos de los IGBT que forman el inversor e incluir un puente de amperímetros (ver Figura 2.4) en el circuito sometido a estudio de PSIM. Al crear la base de datos se crea el inversor como un bloque único.

Esta base de datos (ver figura 2.5) la encontramos en el menú de PSIM en Utilities -> Device Database editor donde creamos un archivo con la base de datos del IGBT creado (un SKM50GB123D(New)) y lo guardamos en la carpeta creada IGBTMIO.dev.

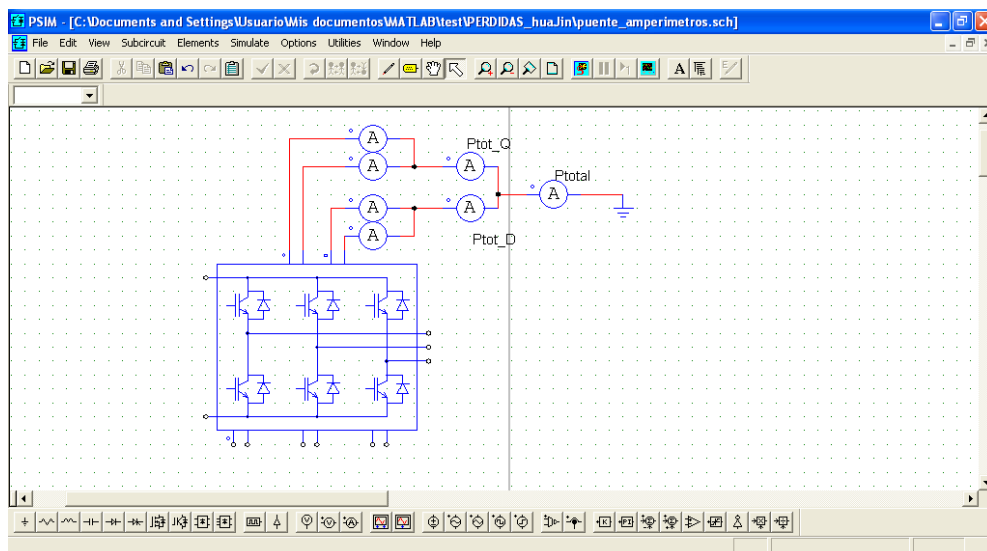


Figura 2.4. Puente de amperímetros

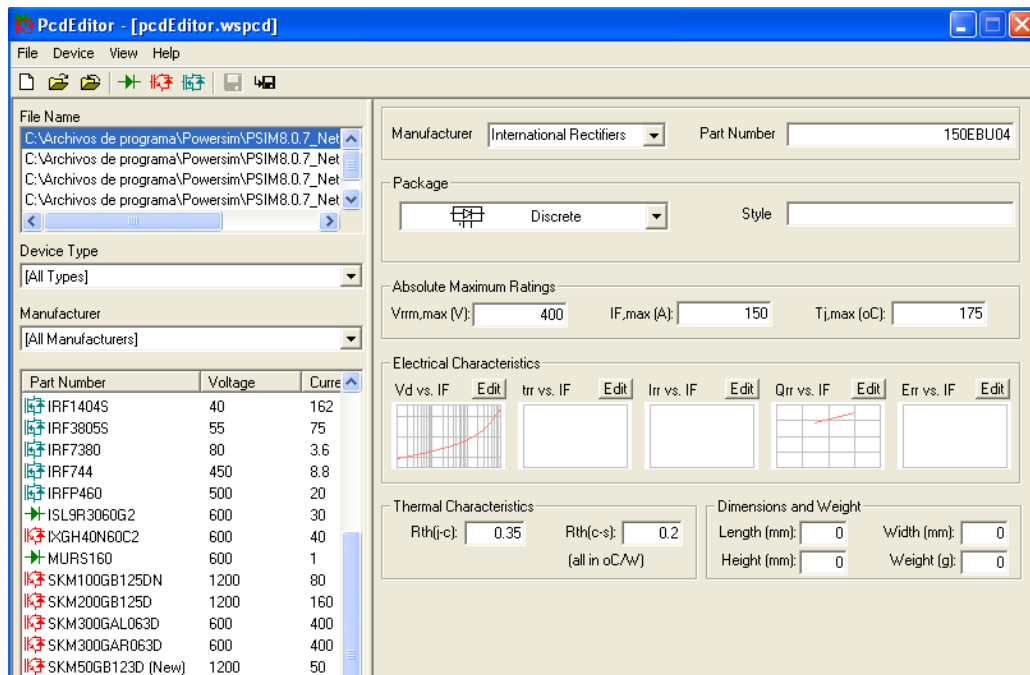


Figura 2.5. Base de datos del IGBT o “Database editor”

Sabiendo utilizar las diferentes aplicaciones que permiten hacer el estudio de las pérdidas del inversor trifásico, se desarrolla el estudio de las mismas en el siguiente capítulo.

2.2 SIMULINK

SIMULINK es un software que permite modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. SIMULINK, además, permite al usuario explorar el comportamiento de un amplio rango de sistemas dinámicos en tiempo real.

Soporta sistemas lineales y no lineales modelados en tiempo continuo, discreto o una mezcla de los dos. Los sistemas además pueden tener tiempos de muestreo diferentes. Proporciona múltiples guías, tanto de forma escrita como de forma interactiva que modelan una amplia variedad de fenómenos del mundo real. Resumiendo, SIMULINK le permite al usuario hacer un estudio sobre un sistema específico, modelarlo y ver qué ocurre.

Para acceder a este modo de creación de sistemas de MATLAB hay que pinchar en el icono de la barra de herramientas de acceso directo en la página principal de MATLAB (ver Figura 2.6) en donde aparecerá una ventana con todas las librerías de SIMULINK,

con todos los bloques de implementación del sistema. Desde esta ventana se podrán abrir los archivos de SIMULINK (ver Figura 2.7).

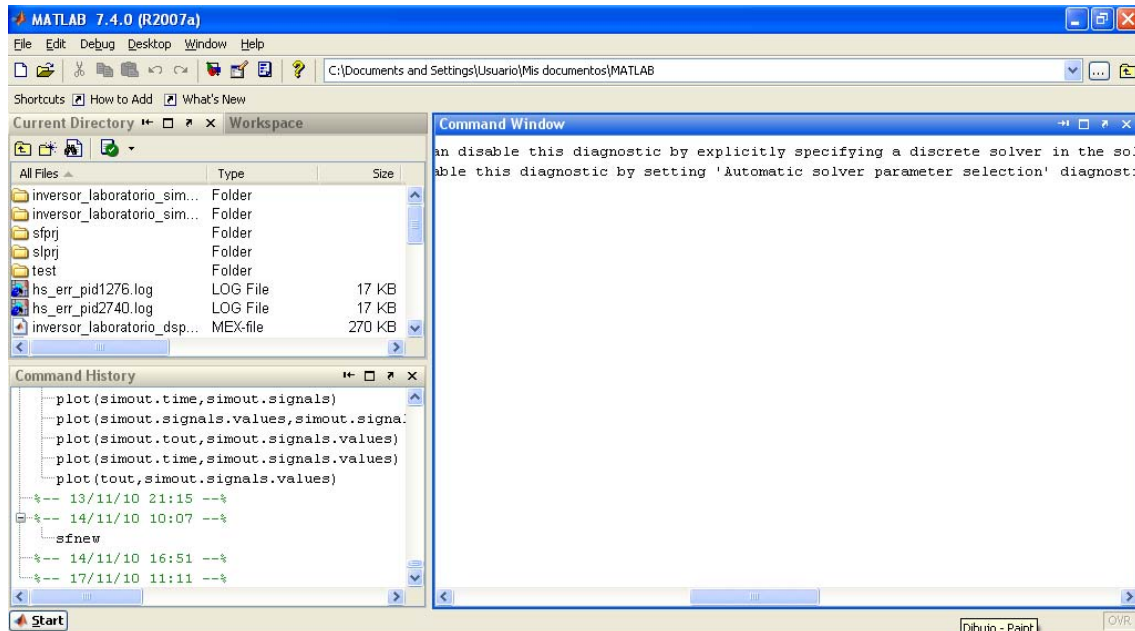


Figura 2.6. Interfaz principal de MATLAB con el icono de acceso a SIMULINK señalado

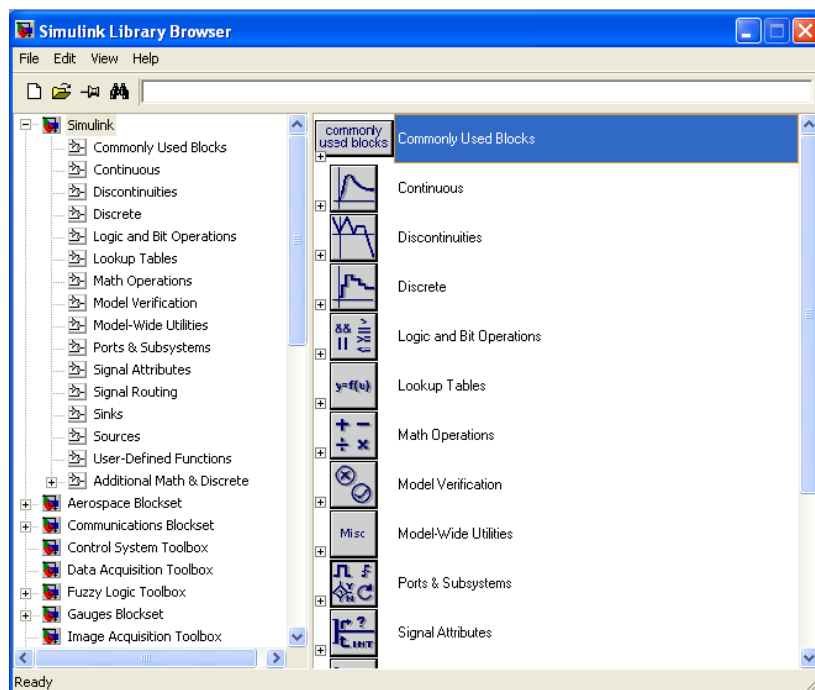


Figura 2.7. Buscador de librerías de SIMULINK

SIMULINK permite la implementación de sistemas utilizando los bloques de sus librerías. El interfaz de construcción de sistemas resulta sencillo para el usuario (ver Figura 2.8). Su estructura se divide en dos partes:

- Arriba el menú de herramientas y debajo de ésta, la barra de herramientas de acceso directo. El menú de herramientas contiene las carpetas:
 - *File*: donde se pueden abrir, guardar o imprimir los archivos.
 - *Edit*: donde se puede deshacer algún paso mal dado, editar librerías o copiar el circuito implementado a otro documento entre otros.
 - *View*: permite añadir o quitar las diferentes barras de herramientas de acceso directo, contiene los zooms además de la lista de elementos que ha usado el usuario en la implementación del sistema.
 - *Simulation*: aquí se pueden cambiar los diferentes parámetros de la simulación.
 - *Format*: contiene las opciones que permiten cambiar colores o tipos de bordes entre otros, del interfaz.
 - *Tools*: se encuentran diferentes herramientas de simulación e implementación de sistemas.
 - *Help*: da acceso a un buscador de información tanto de cómo utilizar SIMULINK como de información técnica de los diferentes bloques.

En la barra de herramientas de acceso directo aparecen las opciones que SIMULINK considera que el usuario va a utilizar más. Se puede encontrar el icono de ejecución de la simulación o los iconos de abrir, guardar e imprimir archivos, entre otros. Además se establece el tiempo de ejecución que tendrán todas las señales representadas.

- En el centro encontramos la parte de edición del sistema que implementamos a partir del buscador de librerías. Este buscador contiene todos los bloques que el usuario requiera.

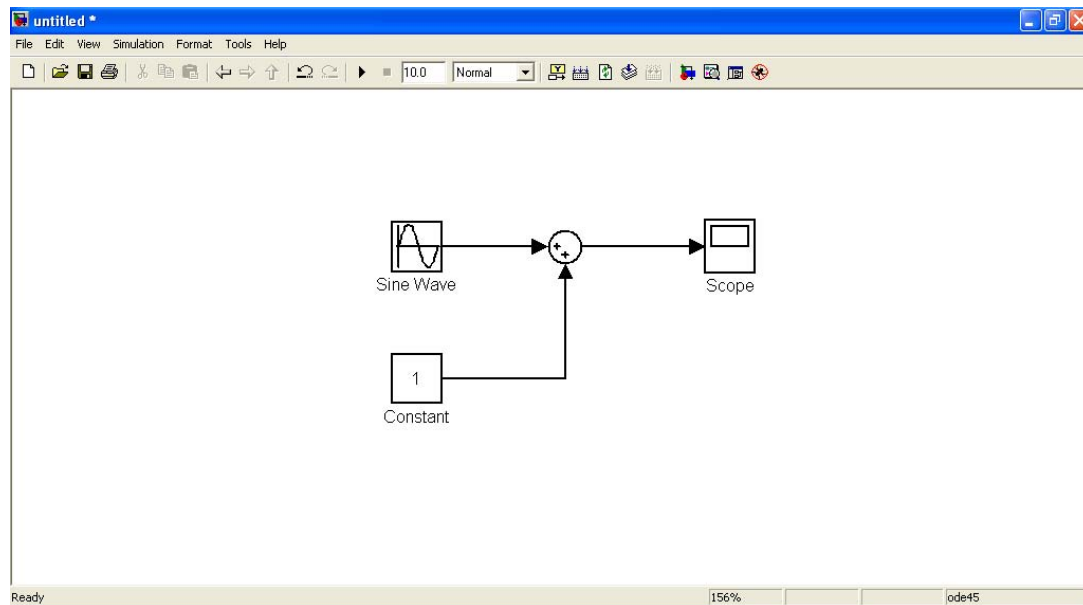


Figura 2.8. Interfaz de SIMULINK

Los bloques se introducen arrastrándolos desde la ventana del buscador de librerías a la parte de edición del interfaz de SIMULINK. Las señales que se quieran ver se pueden representar con diferentes bloques específicos para eso: *Scope*, *Simout*, etc. Cada cual tiene diferente forma de representación pero ninguna aparece automáticamente al terminar la ejecución. La obtención de las gráficas de representación de señales se tiene que hacer manualmente. Por ejemplo, para ver la señal del bloque *Scope* de representación, que se puede ver en la Figura 2.9, hay que dar doble clic sobre el mismo y la representación aparecerá.

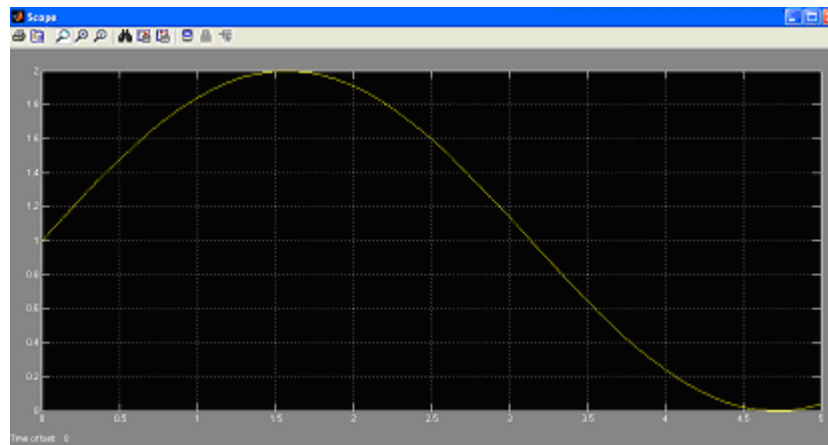


Figura 2.9. Interfaz del bloque “Scope” de representación

En este proyecto se van a utilizar todas estas aplicaciones para implementar un sistema de control.

2.2.1 Función STATEFLOW

STATEFLOW es una función interactiva de diseño gráfico que trabaja con SIMULINK para simular sistemas en diagrama de flujo. Los diagramas de flujo funcionan de forma que se pasa de un estado a otro si se cumplen las condiciones establecidas. Normalmente se usan para modelos lógicos. Los diagramas de flujo pueden ser modelados como máquinas de finitos estados.

Para acceder a esta aplicación hay que ir a la librería *Stateflow* de SIMULINK y usar el bloque *Chart*. Haciendo doble clic sobre él aparece un interfaz (ver Figura 2.10) donde se puede construir directamente el diagrama de flujo.

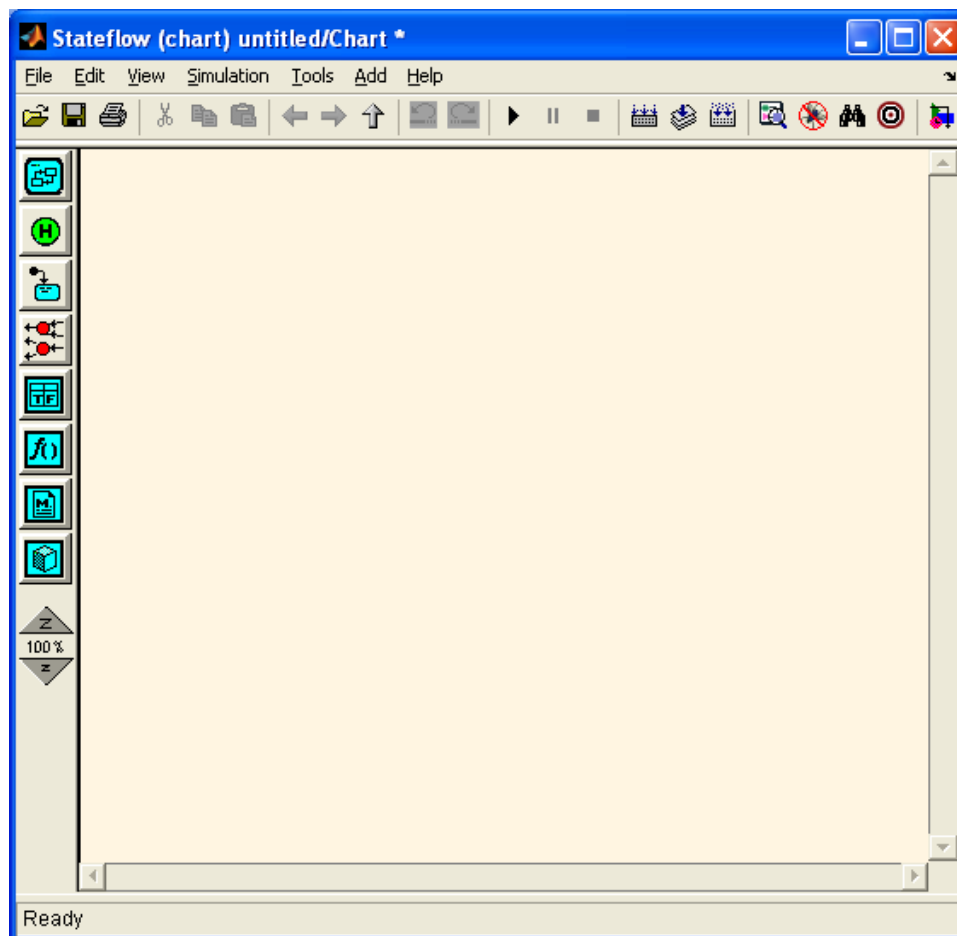


Figura 2.10 Interfaz de *Chart*

La estructura se divide en tres partes:

- Arriba se encuentra el menú de herramientas similar al de SIMULINK.
- En el centro se encuentra la hoja de edición donde se construye el diagrama.
- A la izquierda de arriba a abajo encontramos:
 - *State*: donde se accede a la aplicación que crea estados. Se usa un estado para representar un modo del sistema.
 - *History Junction*: Se usa para representar puntos de decisiones globales en el diagrama de flujo.

- *Default Transition*: Se usan sobretodo para especificar qué estado exclusive (OR) es el que se ejecuta primero en el caso de que haya ambigüedad entre dos o mas estados de este tipo.
- *Connective Junction*: Permite la representación de diferentes trayectorias de transiciones a partir de una sola.
- *Truth Table*: Permite crear tablas de verdad para el diagrama.
- *Function*: Proporciona poder a una acción escrita en el diagrama de flujo.
- *Embedded Matlab Function*: Permite crear código del diagrama de flujo.
- *Box*: Se usan para organizar gráficamente el diagrama. A través de esta organización, las cajas contribuyen en menor medida a la forma de ejecución del diagrama de flujo.
- *Zoom*: Permite ver mas detalladamente o menos la hoja de edición.

Hemos creado en este proyecto dos diagramas de flujo que representan el funcionamiento de dos seguidores de máxima potencia en una instalación fotovoltaica.

2.3 Modelo mixto en SIMULINK y PSIM

Es necesario utilizar el módulo SIMCOUPLER (Figura 2.11) para conectar PSIM con SIMULINK. El módulo SIMCOUPLER es una opción adicional del programa PSIM. Proporciona un interfaz entre PSIM y SIMULINK para que co-simulen. Así, gracias a este módulo, parte del sistema puede ser implementado y simulado en PSIM y la otra parte en SIMULINK. Su estructura tiene dos partes: los nodos de enlace en PSIM y el bloque SIMCOUPLER en SIMULINK.

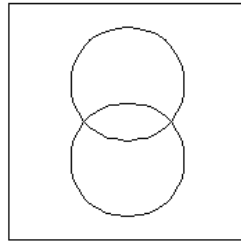


Figura 2.11. Módulo SIMCOUPLER

Primero se tienen que establecer en PSIM los nodos de salida y de entrada que son los que intercambian valores entre PSIM y SIMULINK. Yendo a la barra de herramientas a *Elements -> Control -> SimCoupler Module*, se elige de qué tipo va a ser cada señal y automáticamente aparece en la ventana de edición para que el usuario lo coloque, quedando de esta forma el circuito con los nodos (ver Figura 2.12).

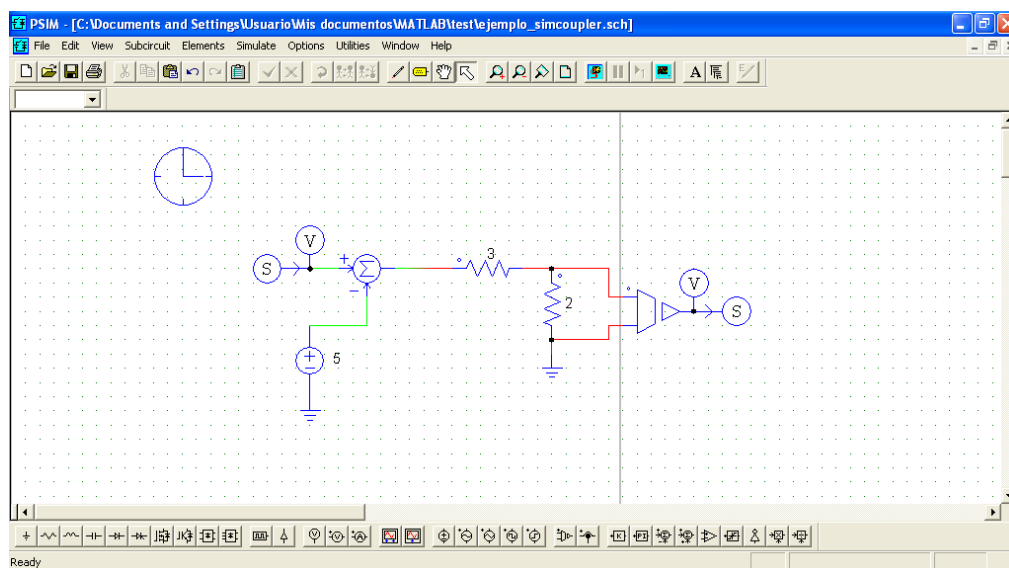


Figura 2.12. Circuito de PSIM con los nodos de entrada y salida

El siguiente paso es guardar el archivo que será del tipo *.sch. A partir de aquí se ha terminado con la parte de PSIM.

Se abre un archivo en SIMULINK y se busca en la librería el módulo SIMCOUPLER. Se añade al sistema (ver Figura 2.13) y se hace doble clic sobre él. Aparecerá entonces una ventana (ver Figura 2.14) donde se debe añadir el archivo de PSIM creado anteriormente.

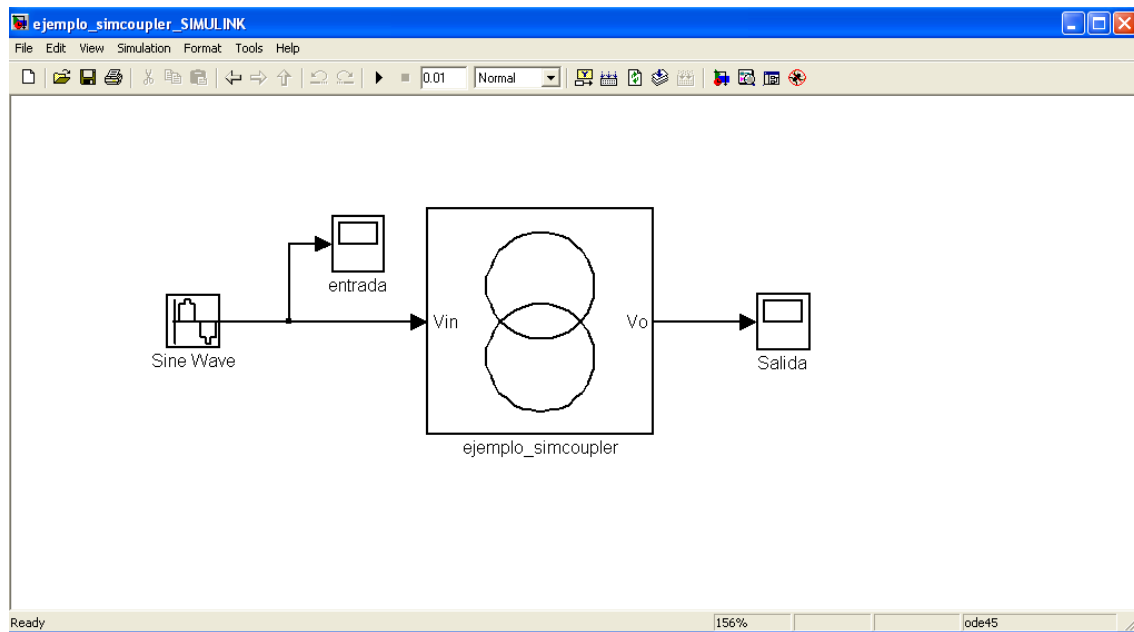


Figura 2.13. Sistema de co-simulación PSIM- SIMULINK con módulo SIMCOUPLER

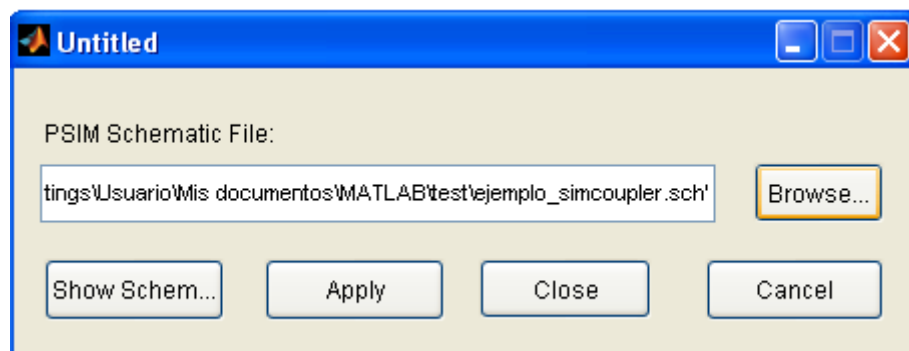
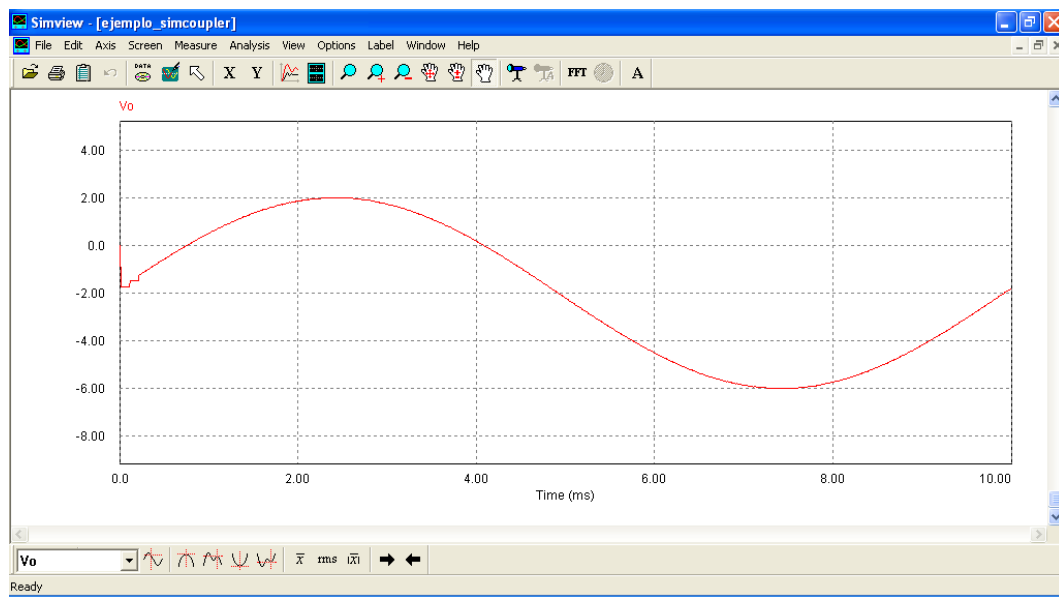
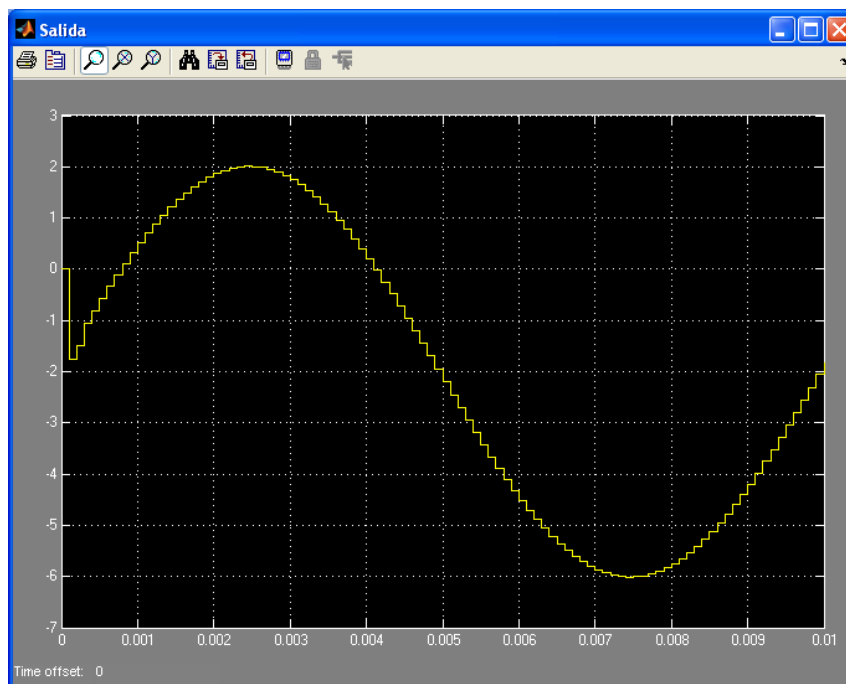


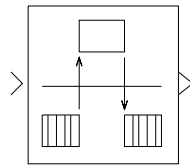
Figura 2.14. Archivo esquemático de PSIM

Para terminar de sincronizar hay que ejecutar *SetSimPath.exe* en la carpeta de Powesim o ejecutar *SimCople Setup* en el menú de herramientas de PSIM en *Utilities* -> *SimCoupler Setup*.

Cuando se tiene ya todo sincronizado se ejecuta la simulación desde SIMULINK. Automáticamente saldrán las señales de PSIM (ver Figura 2.15) mientras que en SIMULINK, como se ha explicado anteriormente, habrá que abrir los bloques de representación manualmente (ver Figura 2.16).

Figura 2.15 Salida V_o en PSIMFigura 2.16 Salida V_o en SIMULINK

En este proyecto, gracias a este módulo, SIMULINK se encargará de la parte de control, mientras que PSIM realizará los cálculos correspondientes a la electrónica de potencia. Además, se va a hacer un estudio del bloque *Rate Transition* de SIMULINK (ver Figura 2.17) que mejora el tiempo de ejecución de la co-simulación cuando el sistema tiene este módulo.



Rate Transition

Figura 2.17. Bloque *Rate Transition*

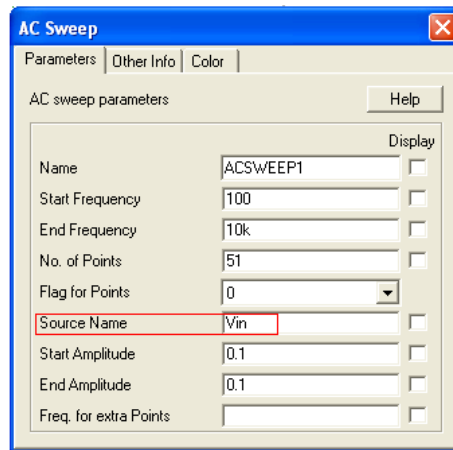
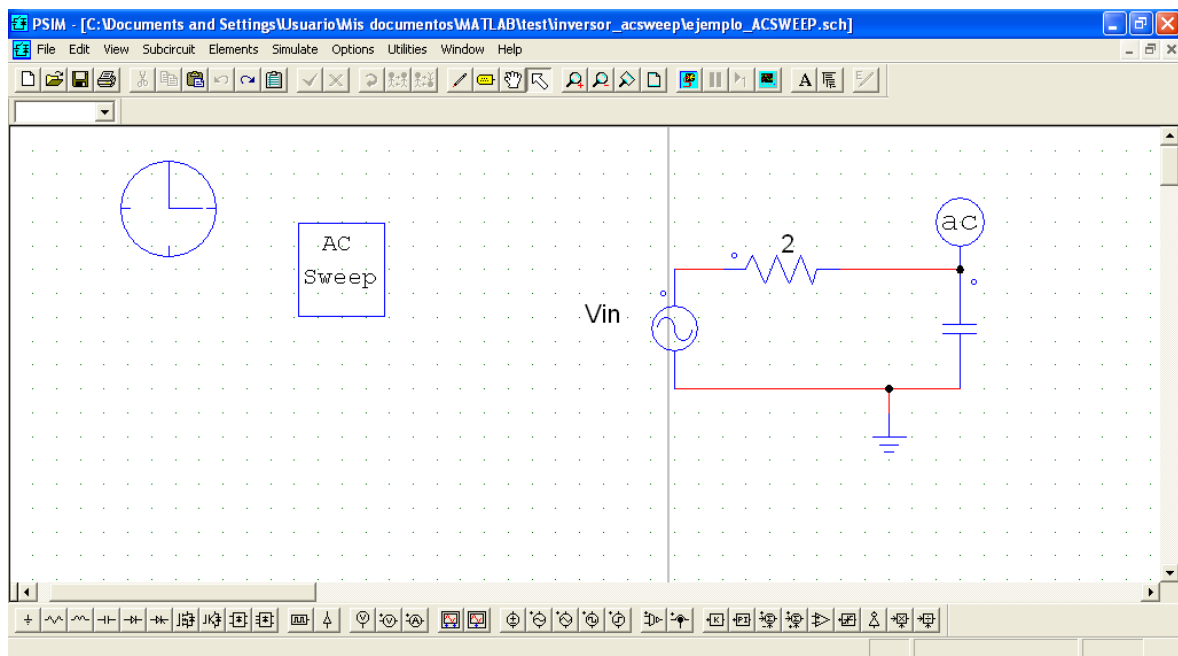
2.4 ACSWEEP

La configuración ACSWEEP se crea en PSIM. Su particularidad reside en que hace un análisis en frecuencia de cualquier sistema siempre que el usuario cumpla los requisitos para obtenerlo. Requisitos que expondremos a continuación. Se obtendrá así el Diagrama de Bode del sistema directamente de la ejecución del mismo.

Para conseguir un análisis preciso con resultados fiables, la tensión de la fuente siempre en AC, debe estar definida correctamente. La amplitud debe ser lo suficientemente pequeña para que la perturbación se mantenga dentro de una región lineal, y a la vez debe ser lo suficientemente grande como para que la señal de salida no se vea afectada por errores.

En este proyecto son necesarios los Diagramas de Bode, puesto que a partir de ellos se obtendrán las funciones de transferencia de los distintos parámetros del inversor trifásico en estudio, y las funciones de transferencia, a su vez, nos servirán para hallar la configuración de los distintos PIDs del control.

Para obtener los Diagramas de Bode correctamente se introduce un bloque llamado AC Sweep. Este bloque se encuentra en la barra de herramientas en *Elements -> Other*. Además, la fuente de entrada o alimentación tiene que tener el mismo nombre que se ha puesto en el bloque AC Sweep (remarcada en Figura 2.18). La salida se mide con AC Sweep Probe que se encuentra en la barra de herramientas en *Elements -> Other -> Probes -> AC Sweep Probe*. Con esta configuración (ver Figura 2.19) se obtiene directamente el Diagrama de Bode al ejecutar la simulación del circuito (ver Figura 2.20).

**Figura 2.18. Parámetros del bloque ACSweep****Figura 2.19. Configuración ACSWEEP**

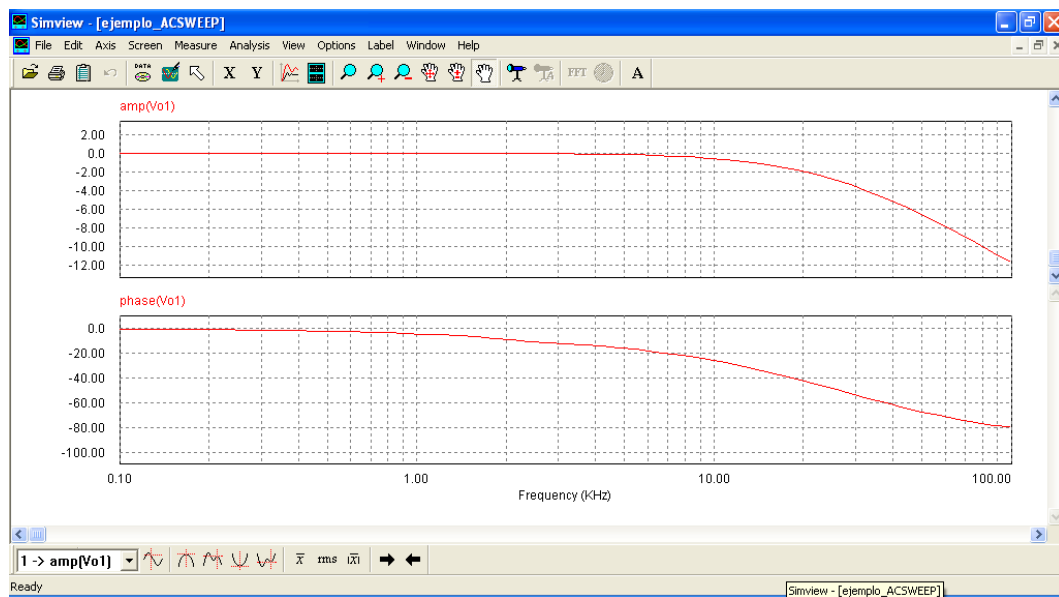


Figura 2.20. Diagrama de Bode

Este método es perfectamente fiable si se quiere analizar el sistema en todo rango de frecuencias.

2.5 SEMISEL

SEMISEL es un programa online creado por la empresa SEMIKRON que permite hallar las pérdidas de los diferentes dispositivos de esta casa. El programa se encuentra en la página principal de SEMIKRON en un apartado llamado "SEMISEL Simulation". El usuario puede hacer el estudio de forma gratuita y sin tener que registrarse en la página.

Introduciendo las características del inversor del cual el usuario quiera hallar las pérdidas, el programa online las halla automáticamente (la información del dispositivo que requiere este programa se encuentra en la hoja de características ("datasheet") del mismo (ver anexos)).

El proceso de obtención de información es secuencial de manera que:

1. Pide el tipo de topología para el análisis (ver Figura 2.21)

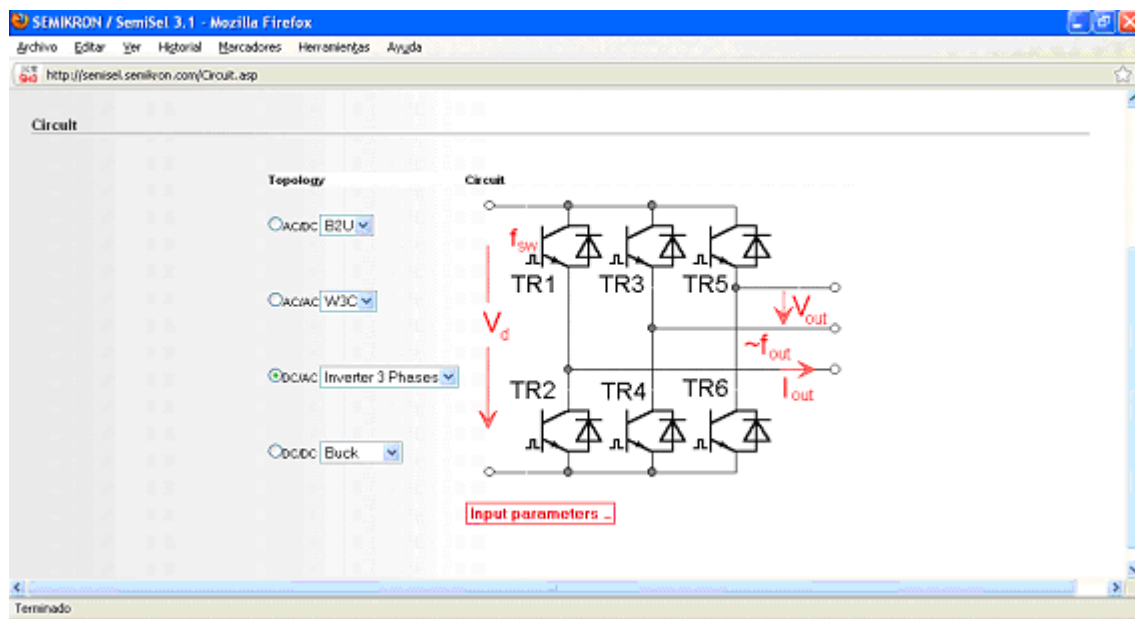


Figura 2.21. Interfaz SEMISEL primera página

Para acceder a la siguiente página se pulsa en el icono: parámetros de entrada (“Input parameters”).

2. Pide los parámetros del inversor y de sobrecarga (ver Figura 2.22).

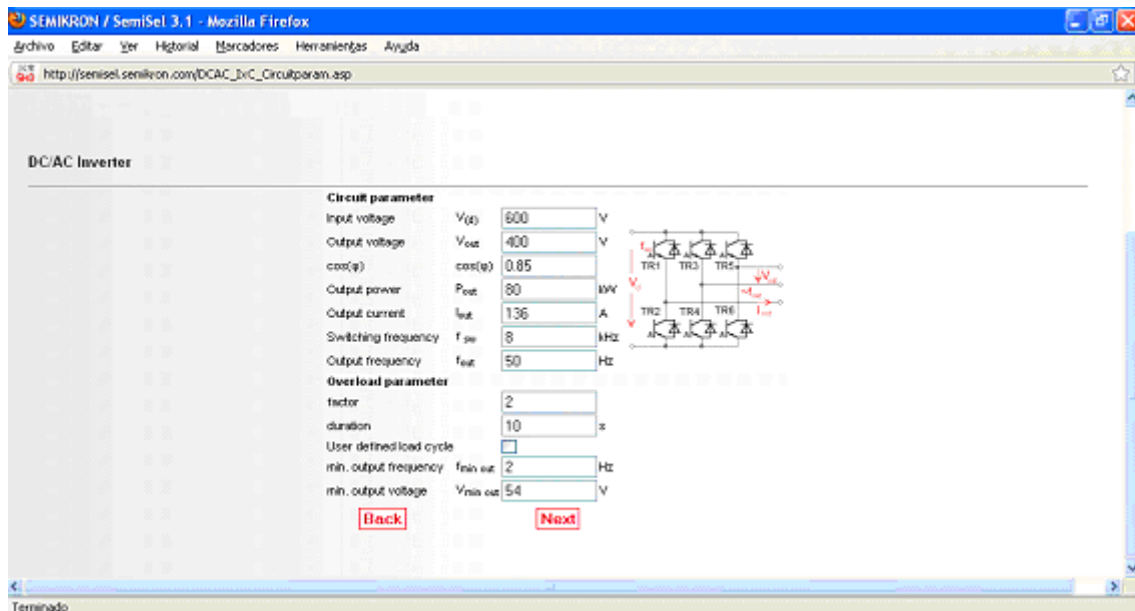


Figura 2.22. Interfaz SEMISEL segunda página

Vienen ya dados unos parámetros por defecto pero el usuario puede modificarlos según desee.

3. Pide el tipo de IGBT del inversor (ver Figura 2.23)

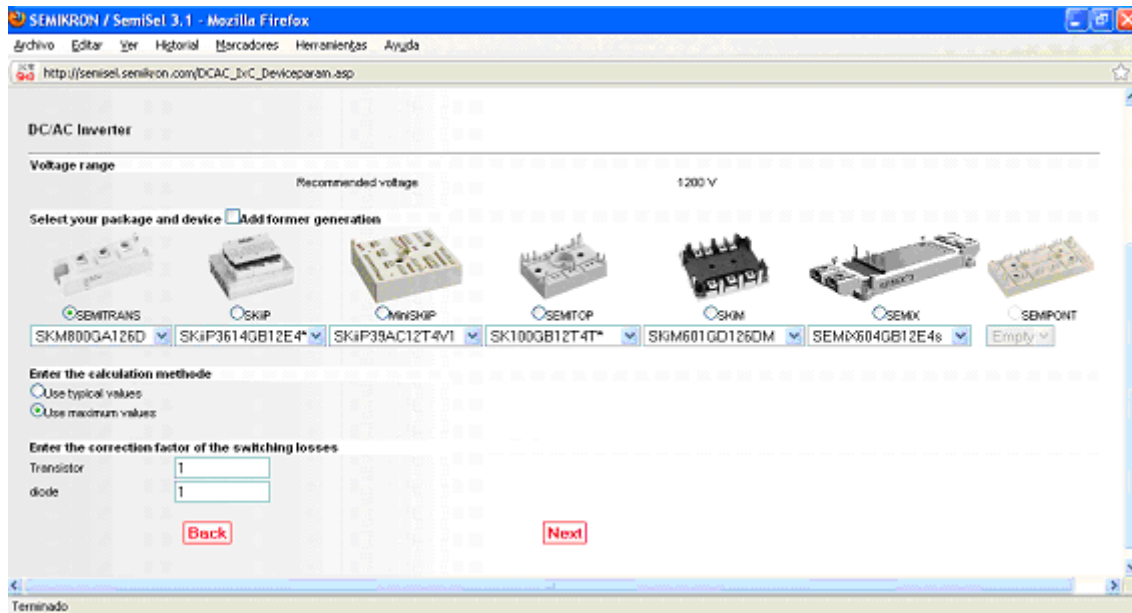
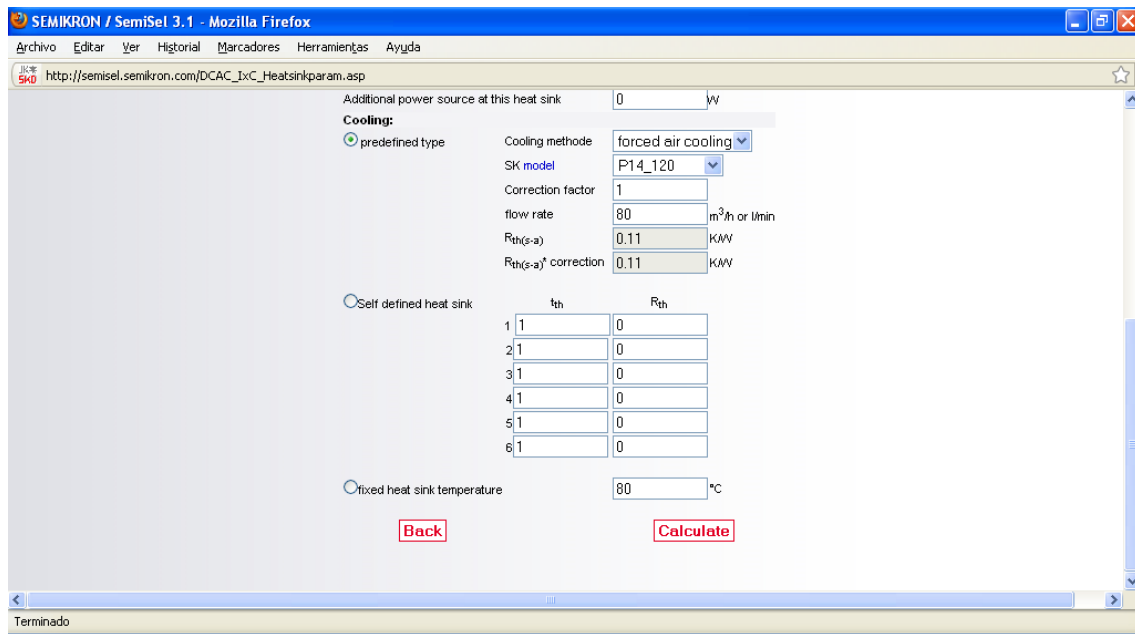


Figura 2.23. Interfaz SEMISEL tercera página

Si se tiene un IGBT mas bien antiguo se tiene que marcar la casilla *Add former generation* y aparecerán muchos más componentes.

4. Piden datos del ambiente que rodea al inversor (*Ambient and heat sink parameter*), de cantidades de elementos del inversor (*elements mounted*) y de la refrigeración de inversor (*Cooling*). Ver Figura 2.24.



SEMIKRON / SemiSel 3.1 - Mozilla Firefox

Archivo Editar Ver Historial Marcadores Herramientas Ayuda

http://semisel.semikron.com/DCAC_txC_Heatsinkparam.asp

Additional power source at this heat sink 0 W

Cooling:

☒ predefined type

Cooling methode forced air cooling

SK model P14_120

Correction factor 1

flow rate 80 m³/h or l/min

Rth(s-a) 0.11 K/W

Rth(s-a) correction 0.11 K/W

☐ Self defined heat sink

	tth	Rth
1	1	0
2	1	0
3	1	0
4	1	0
5	1	0
6	1	0

☐ fixed heat sink temperature 80 °C

Back Calculate

Terminado

Figura 2.24. Interfaz SEMISEL cuarta página

5. En la última página se muestra todo el análisis resultante. Este análisis incluye la topología, todos los parámetros del inversor, gráficas de la sobrecarga y de las diferentes temperaturas del inversor con respecto al tiempo, todos los datos del transistor y del diodo, datos de refrigeración y las pérdidas de cada parte del mismo. Ver anexos.



3 El inversor

Un inversor es un circuito estático de potencia formado por interruptores que son capaces de, a partir de una fuente continua, conseguir una salida alterna.

Los inversores se clasifican según las diferentes características que tengan:

- Según el número de ramas e interruptores se pueden diseñar distintos inversores, pudiendo ser monofásicos (de medio puente o puente completo) o trifásicos.
- Según las fases de salida: se pueden diseñar considerando la existencia de neutro o no (inversor de tres hilos o de cuatro hilos, respectivamente)
- Según el número de niveles de tensión a la salida del inversor. Los inversores de este tipo son conocidos como inversores multinivel. Sus principales topologías son:
 - Convertidor multinivel con diodos de enclavamiento
 - Convertidor con condensadores flotantes
 - Inversor de puentes H en cascada
 - Convertidores multicelda

Los inversores han sido estudiados hasta la fecha ampliamente y su funcionamiento e implementación están plenamente desarrollados, por lo que este capítulo no se centrará mas que en dar nociones básicas del funcionamiento del inversor trifásico a tres hilos que es el que ha sido utilizado y cuyos principios son necesarios conocer para desarrollar convenientemente este estudio.

3.1 Inversores trifásicos

La implementación de un inversor trifásico (ver Figura 3.1) de forma genérica se divide en tres partes:

- Las señales generadoras de disparo (V_{qi})
- El inversor trifásico formado por los interruptores S_i y la fuente DC y con salidas V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} .
- El filtro RLC

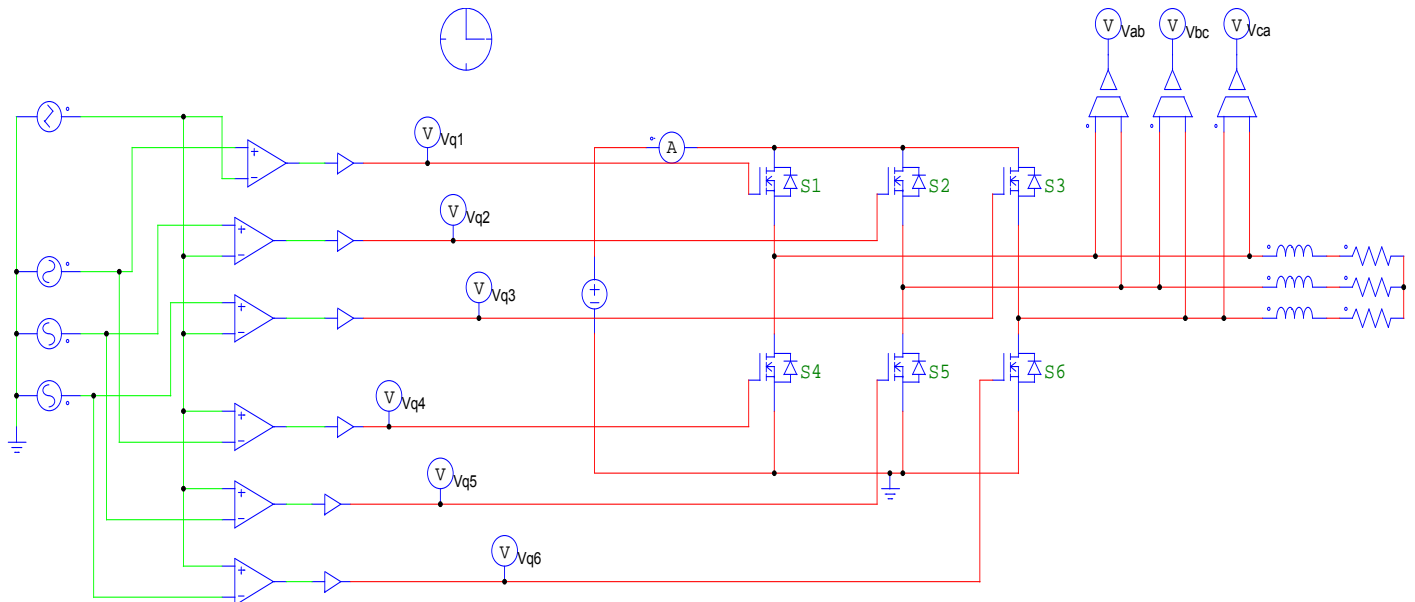


Figura 3.1 Circuito de un inversor trifásico genérico en PSIM

El esquema de estos inversores y las formas de onda de las salidas que se obtienen de la conmutación de los interruptores en cada una de las fases están en las Figuras 3.2 y 3.3, respectivamente.

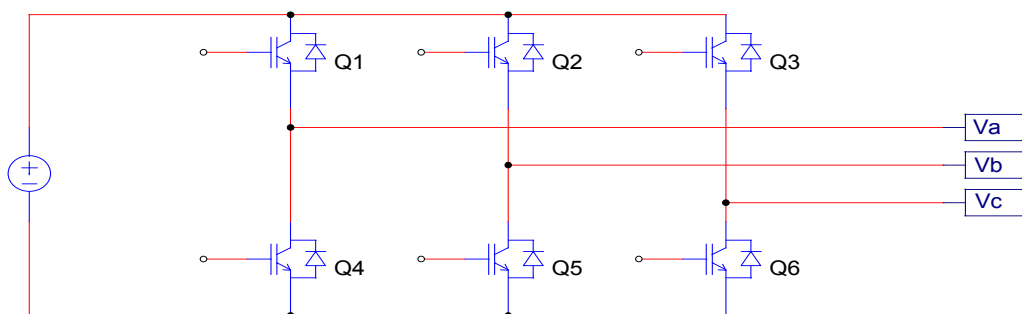


Figura 3.2. Esquema del inversor trifásico sin generadores de disparo

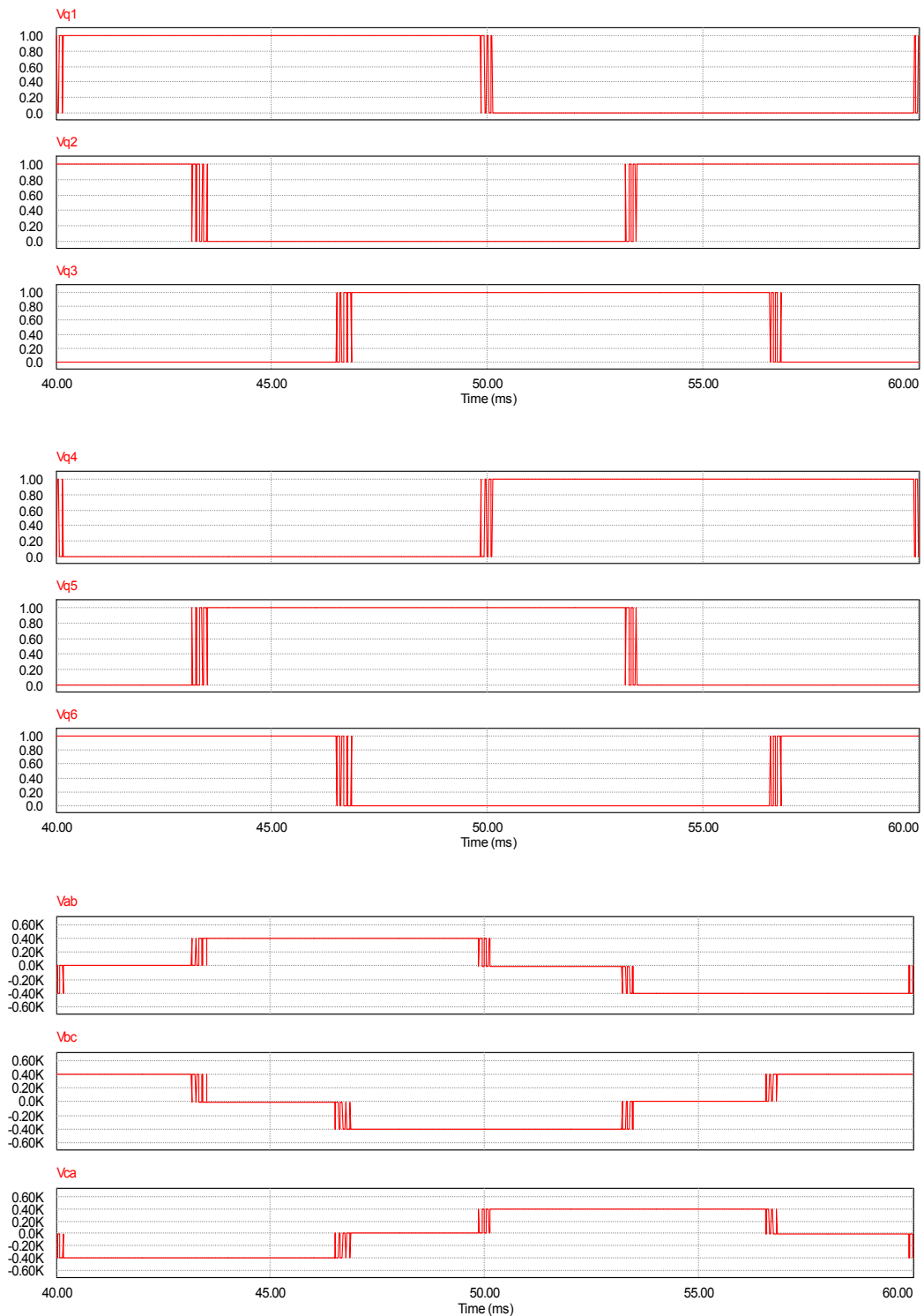


Figura 3.3. Señales de disparo y tensión a la salida V_{ab}

Las tensiones V_{q1} , V_{q2} , V_{q3} , V_{q4} , V_{q5} y V_{q6} de las seis primeras gráficas están medidas en voltios en función del tiempo, este último medido en milisegundos. Estas tensiones son las tensiones de disparo de cada uno de los IGBTs del inversor. Las tensiones V_{ab} ,

V_{bc} y V_{ca} de la última gráfica están también medidas en voltios en función del tiempo, este último también medido en milisegundos.

Los transistores funcionan como interruptores, como se ve en la Figura 3.4 de a continuación.

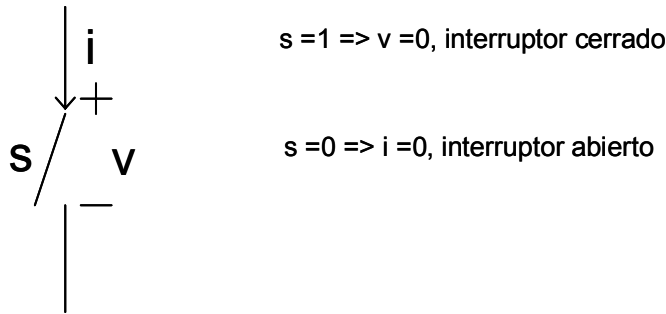


Figura 3.4. Modelado del transistor como un interruptor

En este caso sólo existen ocho posibilidades de conmutación tal que nunca se cortocircuite la fuente de continua. Según las conmutaciones que se realicen, a la salida tendremos una tensión positiva o negativa. De la misma forma, las inductancias no pueden quedar en circuito abierto. Con estas restricciones es posible establecer unas reglas de funcionamiento para los interruptores (S_i).

Los ocho posibles estados de conmutación se muestran en la Tabla 3.1, estando representados por Q_i . Los ceros representan el estado cuando está abierto el interruptor y los unos representan el estado cuando está cerrado el interruptor.

Q_i	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
Q_1	0	0	0	1	1	1
Q_2	0	0	1	1	1	0
Q_3	0	1	0	1	0	1
Q_4	0	1	1	1	0	0
Q_5	1	0	0	0	1	1
Q_6	1	0	1	0	1	0
Q_7	1	1	0	0	0	1
Q_8	1	1	1	0	0	0

Tabla 3.1. Combinaciones del interruptor

Al filtrar esta secuencia de pulsos se obtiene una onda sinusoidal. Esta onda nunca llegará a tener como valor de pico el valor de la fuente de continua, ya que tanto en el filtrado como en la conmutación de los interruptores se producen pérdidas. Estas pérdidas las analizaremos al final del capítulo.

El funcionamiento se basa en que si a la entrada del circuito tenemos una tensión continua, a la salida del inversor tendremos una tensión alterna.

El inversor específico que hemos utilizado se muestra en la Figura 3.5, y está formado por un puente de transistores IGBTs, una fuente de continua, una inductancia trifásica en serie, y la carga trifásica con condensadores entre líneas. La resistencia de conexión del inversor la consideramos despreciable frente a la propia inductancia. Los condensadores en paralelo con las resistencias que forman la carga, mejoran el nivel de tensión que recibe dicha carga.

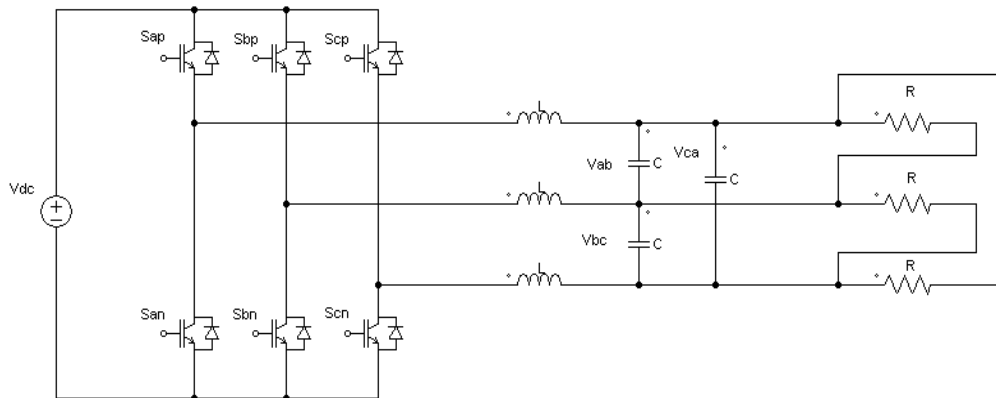


Figura 3.5. Topología del inversor trifásico en modo Boost

Se resuelve el circuito mediante las leyes de Kirchoff teniendo en cuenta las caídas de tensión en cada componente y la corriente que circula a través de él, a partir de las cuales obtenemos las ecuaciones siguientes:

$$\frac{d\vec{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{s}_{l-l} \cdot v_{dc} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{l-l} \quad (1)$$

$$\frac{d\vec{v}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{l-l} - \frac{1}{RC} \vec{v}_{l-l} \quad (2)$$

$$i_{dc} = \vec{s}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l} \quad (3)$$

donde las magnitudes de línea se definen como:

$$\vec{v}_{l-l} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}; \quad \vec{i}_{l-l} = \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}; \quad \vec{s}_{l-l} = \begin{bmatrix} s_{ab} \\ s_{bc} \\ s_{ca} \end{bmatrix}$$

donde:

$$\begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad (4)$$

3.2 Coordenadas de transformación

La transformación dq0 se usa para simplificar circuitos trifásicos, así, se obtienen señales de control con las que se puede trabajar fácilmente en un marco instantáneo.

En el caso de que los circuitos sean trifásicos equilibrados, en donde la suma de las tensiones instantáneas en cada fase es cero, se consigue que el sistema se pueda representar en un espacio vectorial de dos dimensiones (siendo la tercera dependiente de las demás), en vez de las tres iniciales. La transformación queda entonces de manera que dos ejes se mueven mientras que uno está fijo.

Tanto las señales de corriente como de tensión de cada una de las ramas del inversor o la red pueden transformarse usando esta técnica. De esta manera se conocen sus características de módulo y desfase de forma instantánea.

Esta transformación se basa como hemos mencionado anteriormente en la característica común de todos los sistemas trifásicos equilibrados de que la suma de

las tensiones instantáneas en cada fase da cero. Siendo a_1 , a_2 y a_3 cada una de las fases, queda:

$$a_1 + a_2 + a_3 = 0 \quad (5)$$

El sistema se puede representar en un espacio de tiempo vectorial de sólo dos dimensiones debido a la dependencia lineal de cada dimensión, siendo la tercera dependiente de las demás.

$a_2(t)$ y $a_3(t)$ se pueden representar en función de a_1 multiplicando por un desfase “ α ” de 120° . La relación de forma instantánea es:

$$a(t) = \frac{2}{3} (a_1(t) + \alpha \cdot a_1(t) + \alpha^2 \cdot a_1(t)) \quad (6)$$

donde

$$\alpha = 120^\circ$$

Si se tienen unos ejes fijos β y θ , el vector de referencia $a(t)$ se puede expresar como combinación de éstos mediante la ecuación (7). Ésta representa la transformación vectorial con componentes real y compleja en el plano de dimensiones β y θ respectivamente.

$$a(t) = a\beta(t) + ja\theta(t) \quad (7)$$

De esta forma se ha conseguido que las tres variables a_1 , a_2 y a_3 queden representadas por un vector de dos dimensiones beta y teta.

Basándose en este principio, en la transformación dq0 o de Park el sistema de coordenadas rotatorias queda como un vector fijo con respecto al nuevo sistema de ejes móviles dq. El eje de abscisas es el eje real y el de ordenadas el imaginario.

La relación entre el sistema de ejes fijos (β y θ) y el sistema de ejes móviles (d y q) es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\beta \\ V_\theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

siendo la relación inversa:

$$\begin{bmatrix} V_\beta \\ V_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

si se combinan ambas transformaciones se obtiene la llamada matriz de transformación de Park que permite expresar un sistema trifásico en un sistema de ejes móviles dq.

La matriz de transformación es:

$$T_{dq0/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

donde $\omega = 2\pi f$, siendo f la frecuencia de la línea.

Normalmente este método se utiliza con el objetivo de simplificar el análisis de máquinas síncronas trifásicas o para simplificar los cálculos del control de los inversores trifásicos, este último es el motivo de nuestra utilización. El inconveniente aparece cuando se quiere implementar y simular el control del inversor ya que en el propio control hay que cambiar las coordenadas de abc a dq o de dq a abc. Esto supone aumentar componentes además de la aparición de problemas derivados de los cambios implementados.

Realizando la simulación en PSIM de la Figura 3.6 que corresponde a un sistema trifásico equilibrado de 50Hz, las tensiones trifásicas de línea son V_1 , V_2 y V_3 (ver Figura 3.6, arriba) y las tensiones a la salida del bloque de transformación son V_d y V_q

(ver Figura 3.6, abajo) que representan un valor de continua a lo largo del tiempo, siendo $V_d = 0$ ya que no se ha introducido ningún desfase adicional.

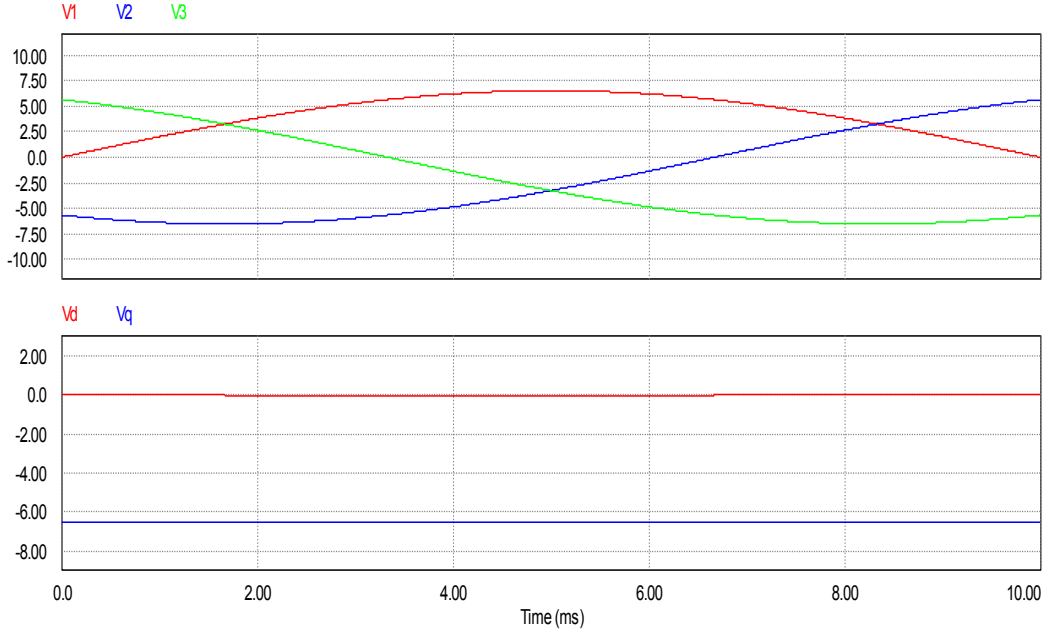


Figura 3.6. Formas de onda. a) Sistema trifásico b) Transformación dq0

Las tensiones están medidas en voltios y el tiempo está medido en milisegundos.

A partir de la matriz de transformación dq0 obtendremos los parámetros equivalentes a las tensiones de línea (V_d , V_q) y corrientes de fase (I_d , I_q) que nos proporcionarán las variables D_d y D_q . El valor de dichas variables corresponde a los ciclos de trabajo en el punto de equilibrio.

Para el caso del inversor, a partir de las ecuaciones:

$$\frac{d\vec{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{d}_{l-l} \cdot v_{dc} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} \quad (11)$$

$$\frac{d\vec{v}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{l-l} - \frac{1}{RC} \vec{v}_{L-L} \quad (12)$$

$$i_{dc} = \vec{d}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l} \quad (13)$$

como sabemos que:

$$\blacksquare \quad X_{abc} = T^{-1} X_{dq0} \quad (14)$$

$$\blacksquare \quad \frac{dX_{abc}}{dt} = \frac{dT^{-1}}{dt} X_{dq0} \quad (15)$$

donde:

$$\frac{dT^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

obtendremos la transformada de estas ecuaciones:

$$\frac{d\vec{i}_{l-l}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{d}_{l-l} \cdot v_{dc} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{L-L} \quad (16)$$

$$\frac{d\vec{v}_{L-L}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{l-l} - \frac{1}{RC} \vec{v}_{L-L} \quad (17)$$

$$i_{dc} = \vec{d}_{l-l}^T \cdot \vec{i}_{l-l} \quad (18)$$

y las ecuaciones resultan:

$$\frac{d\vec{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{d}_{dq0} \cdot v_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{dq0} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{dq0} \quad (19)$$

$$\frac{d\vec{v}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{dq0} - \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \vec{v}_{dq0} - \frac{1}{RC} \vec{v}_{dq0} \quad (20)$$

$$i_{dc} = \vec{d}_{dq0}^T \cdot \vec{i}_{dq0} \quad (21)$$

En cuanto a la componente cero del sistema, sabiendo que en sistemas equilibrados:

$$\bar{v}_{AB} + \bar{v}_{BC} + \bar{v}_{CA} \equiv 0 \quad (22)$$

$$\bar{i}_{AB} + \bar{i}_{BC} + \bar{i}_{CA} \equiv 0 \quad (23)$$

$$\bar{d}_{AB} + \bar{d}_{BC} + \bar{d}_{CA} \equiv 0 \quad (24)$$

entonces si tenemos:

$$x_{dq0} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (25)$$

si anulamos $x_0 = 0$ resulta:

$$x_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\cos \omega t \cdot x_a + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot x_b + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot x_c \right] \quad (26)$$

$$x_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\sin \omega t \cdot x_a - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot x_b - \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot x_c \right] \quad (27)$$

$$x_0 = 0 \quad (28)$$

Por tanto, la componente cero puede ser omitida. Así el sistema resulta:

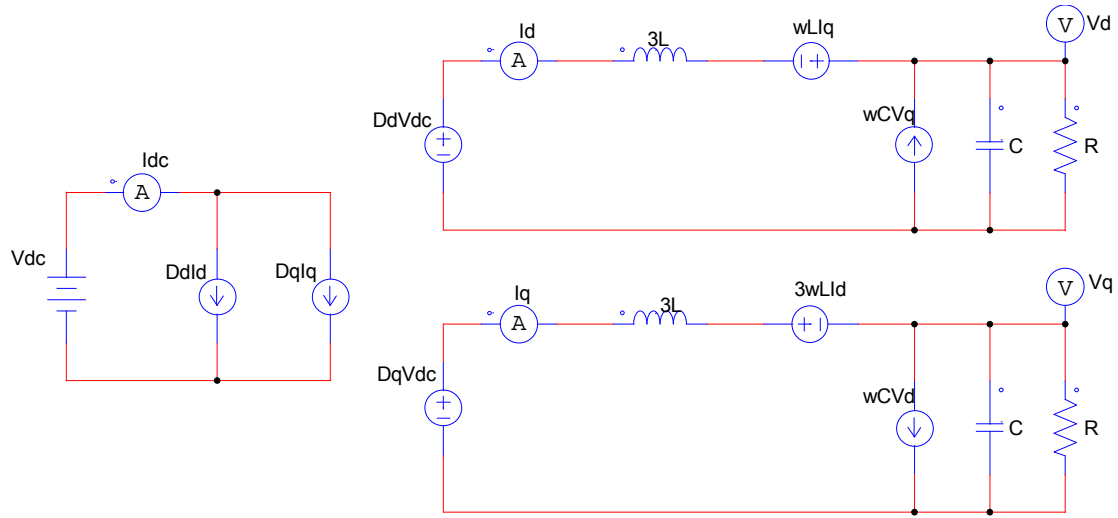


Figura 3.7. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq (componente cero eliminada).

Al igual que en el sistema (ver Figura 3.7), en las ecuaciones se elimina la componente cero:

$$\frac{d\vec{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{3L} \vec{d}_{dq0} \cdot v_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{dq0} - \frac{1}{3L} \vec{v}_{dq0} \quad (29)$$

$$\frac{d\vec{v}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{dq0} - \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \vec{v}_{dq0} - \frac{1}{RC} \vec{v}_{dq0} \quad (30)$$

$$i_{dc} = \vec{d}_{dq0}^T \cdot \vec{i}_{dq0} \quad (31)$$

y las ecuaciones finalmente serán:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{d}_d \\ \bar{d}_q \end{bmatrix} \cdot v_{dc} - \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} \bar{d}_d & \bar{d}_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (34)$$

las variables de estado serán las corrientes en las bobinas y las tensiones en el condensador. Las entradas son los ciclos de trabajo D_q y D_d y las salidas las tensiones V_q y V_d .

Los parámetros en el punto de equilibrio son:

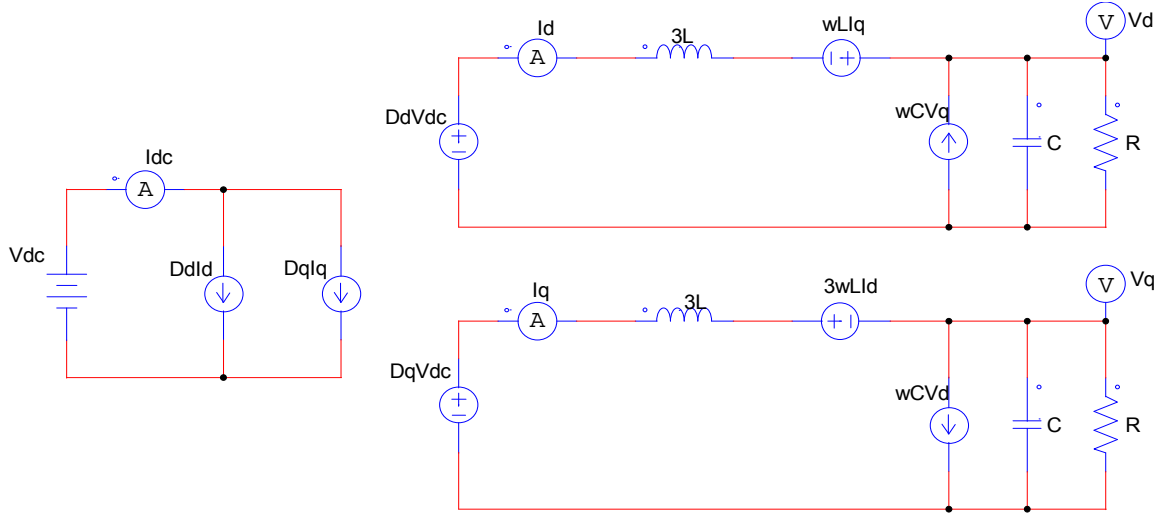


Figura 3.8. Esquema del circuito promediado en coordenadas dq

Sacando las ecuaciones de estado a partir del circuito (ver Figura 3.8), nos queda:

$$\bullet D_d I_d + D_q I_q = I_{dc} \quad (35)$$

$$\bullet I_d + wCV_q = \frac{V_d}{R} \Rightarrow I_d = \frac{V_d}{R} - wCV_q \quad (36)$$

$$\bullet I_q - wCV_d = \frac{V_q}{R} \Rightarrow I_q = \frac{V_q}{R} + wCV_d \quad (37)$$

$$\bullet D_d V_{dc} + 3wLI_q = V_d \Rightarrow D_d = \frac{V_d - 3wLI_q}{V_{dc}} \quad (38)$$

$$\bullet D_q V_{dc} - 3wLI_d = V_q \Rightarrow D_q = \frac{V_q + 3wLI_d}{V_{dc}} \quad (39)$$

3.3 Modelo y estudio detallado

El estudio del modelo se centrará en obtener los Diagramas de Bode de las diferentes funciones de transferencia que relacionan los distintos parámetros del inversor. Tenemos como entradas los ciclos de trabajo D_q y D_d , como salidas las tensiones V_q y V_d y como variables de estado I_d e I_q .

Los Diagramas de Bode hacen un estudio detallado del funcionamiento al analizar, para una frecuencia determinada, el desplazamiento en fase de una señal de salida respecto a una señal de entrada del mismo sistema. Si se cambiase el valor de la ganancia se cambiaría el valor del desfase y viceversa, por tanto no son independientes el uno del otro y por tanto la respuesta en amplitud y la respuesta en fase son dependientes. En los Diagramas de Bode se representan en escala logarítmica la fase y la ganancia en función de la frecuencia. Para hallarlos, se deben obtener antes las funciones de transferencia de los parámetros que se quieran analizar, en transformada de Laplace.

Como se ha explicado anteriormente, el Diagrama de Bode se obtiene directamente del circuito en PSIM con una configuración específica ACSWEEP para cada una de las funciones de transferencia, puesto que tendrán cada una distintas señales de entrada y salida:

- Circuito con entrada D_d y salida I_d (ver Figura 3.9) de donde se halla la función de transferencia $\frac{I_d}{D_d}(s)$.
- Circuito con entrada D_q y salida I_q (ver Figura 3.12) de donde se halla la función de transferencia $\frac{I_q}{D_q}(s)$.
- Circuito con entrada I_d y salida V_q (ver Figura 3.15) de donde se halla la función de transferencia $\frac{V_q}{I_d}(s)$.
- Circuito con entrada I_q y salida V_d (ver Figura 3.18) de donde se halla la función de transferencia $\frac{V_d}{I_q}(s)$.

El análisis se ha hecho de estas cuatro funciones de transferencia puesto que son las más relevantes para el posterior modelado de los PID's de un sistema de control de corriente.

Para comprobar que las funciones de transferencia son correctas se hará un estudio en MATLAB: crearemos un código que halle los Diagramas de Bode a partir de las funciones de transferencia deducidas en PSIM.

Compararemos finalmente los dos Diagramas de Bode: el Diagrama hallado directamente de la configuración ACSWEEP de PSIM comparado con el hallado mediante código de MATLAB, validando así las funciones de transferencia.

El sistema que hemos utilizado para hallar las funciones de transferencia a partir de los Diagramas de Bode se basa en el Diagrama de Fase [2]. Según la pendiente de cada tramo (una década) se determina si hay ceros o polos.

Los ceros hacen que la pendiente ascienda mientras que los polos hacen que la pendiente descienda. Según el tipo de polo, doble o simple, la pendiente será más pronunciada de manera que:

- Un polo simple implica una pendiente de $-45^\circ/\text{década}$ en el Diagrama de Fase.
- Un polo doble implica una pendiente de $-90^\circ/\text{década}$ en el Diagrama de Fase.

La frecuencia de corte será la que nos diga el valor del polo. Analizamos las pendientes una década antes y una década después de la frecuencia de corte para ver qué tipo de polo tenemos basándonos, como ya hemos dicho antes, en las pendientes.

La ganancia K de cada sistema se halla mediante la relación:

$$20\log \frac{K}{(s + 2\pi f_c)^2} = G_{\text{inicial}}(dB) \quad (40)$$

$$\text{donde } s = j\omega = f_{\text{inicial}} \cdot 2\pi \quad (41)$$

Cabe destacar que los ciclos de trabajo D_d y D_q de todos los modelos de circuito tienen los valores de 0.58 y 0.31, respectivamente, ya que así se consigue que a la salida se tengan 30 V de tensión de línea. Estos 30 V hacen que se tenga 1 A de corriente en la carga que es una corriente segura.

3.3.1 Modelado de la función de transferencia $\frac{I_d}{D_d}(s)$

El circuito creado en PSIM con la configuración ACSWEEP mide el ciclo de trabajo en coordenadas dq0 como entrada (D_d) y la corriente en coordenadas dq0 como salida (I_d). Se pone una fuente de tensión AC sumada a la fuente de continua de ciclo de trabajo cuyo valor no es relevante pero que se debe incluir ya que el análisis ACSWEEP necesita una fuente de alterna como entrada.

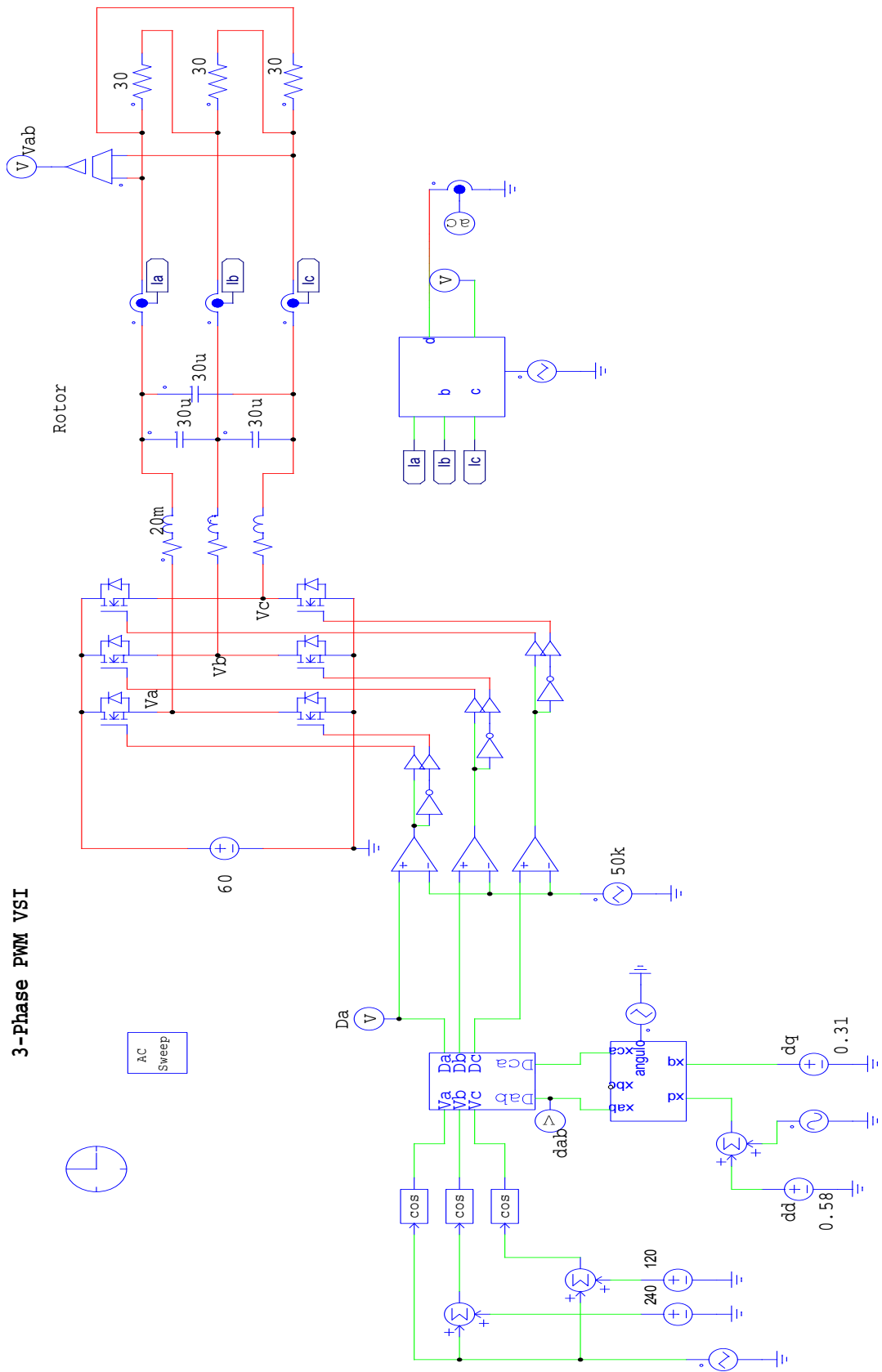


Figura 3.9. Circuito ACSWEEP con entrada D_a y salida I_a

El Diagrama de Bode resultante de la ejecución del circuito de la Figura 3.9 es:

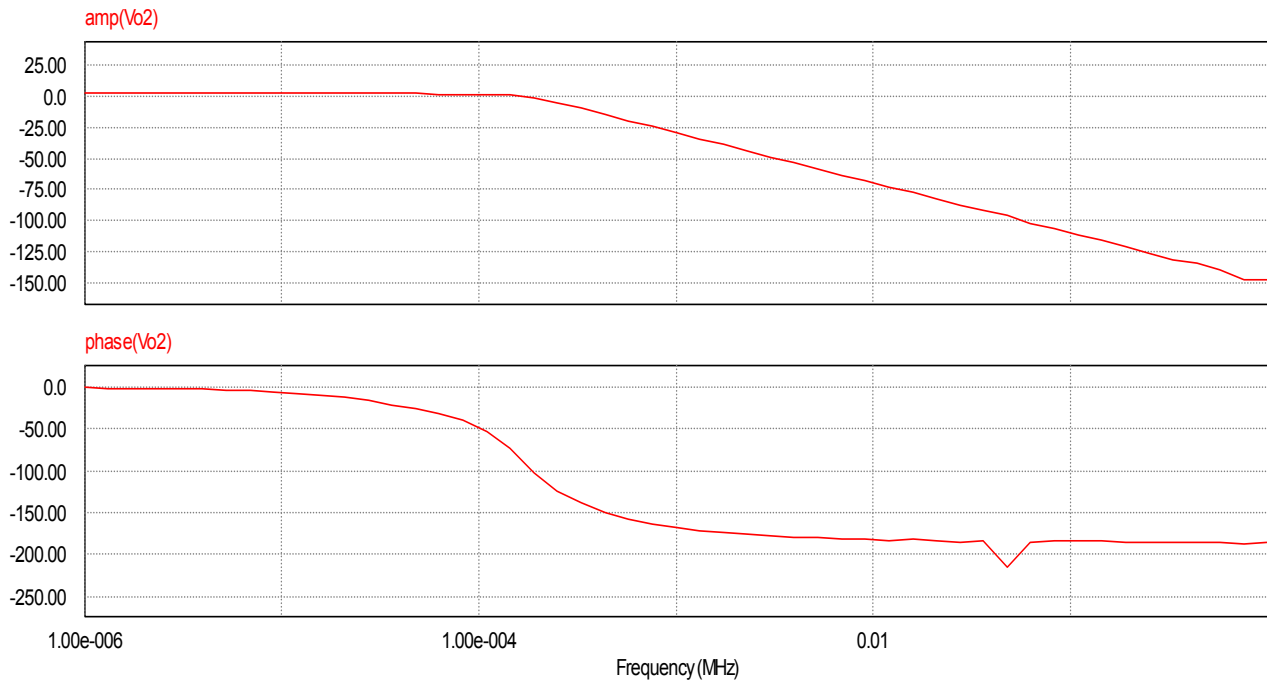


Figura 3.10. Diagrama de Bode $\frac{I_d}{D_d}(s)$

Hallamos la función de transferencia mediante el método anteriormente explicado basándonos en el Diagrama de Bode de la Figura 3.10:

$$f_{\text{inicial}} = 1\text{Hz} \Rightarrow \omega = 2\pi f = 2\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \phi_i = 0^\circ \quad (42)$$

$$f = \frac{150}{10} = 15\text{Hz} \Rightarrow \omega = 2\pi f = 30\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = -90^\circ/\text{dec} \quad (43)$$

$$f_c = 150\text{Hz} \Rightarrow \text{polo doble en } (s + 2\pi f_c) = (s + 300\pi)^2 \quad (44)$$

$$f = 150 \cdot 10 = 1500\text{Hz} \Rightarrow \omega = 2\pi f = 3000\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = 0^\circ/\text{dec} \quad (45)$$

Tenemos entonces:

$$G(s) = \frac{K}{(s + 300\pi)^2} = \frac{K}{s^2 + 600\pi s + (300\pi)^2} \quad (46)$$

donde la K la hallamos de:

$$20 \log \frac{K}{(s + 300\pi)^2} = 2.39 \quad (47)$$

$$\text{donde } s = j\omega = f_{\text{inicial}} \cdot 2\pi = 1 \cdot 2\pi \quad (48)$$

$$K = 10^{\frac{2.39}{20}} (2\pi + 300\pi)^2 = 1.172096 \cdot 10^6 \quad (49)$$

Finalmente la función de transferencia queda:

$$\frac{I_d}{D_d}(s) = G(s) = \frac{1.117209 \cdot 10^6}{s^2 + 600\pi s + (300\pi)^2} \quad (50)$$

3.3.1.1 Código MATLAB

Se comprueba en MATLAB que la función de transferencia deducida es correcta para poder validarla. Para ello creamos el código siguiente que hallará automáticamente el Diagrama de Bode a partir de la función de transferencia:

$$\text{num} = [1172096]; \quad (50.1)$$

$$\text{den} = [1 \ 600 \cdot \pi \ ((300 \cdot \pi)^2)]; \quad (50.2)$$

$$\text{bode}(\text{tf}(\text{num}, \text{den})); \quad (50.3)$$

Obtenemos el Diagrama de Bode:

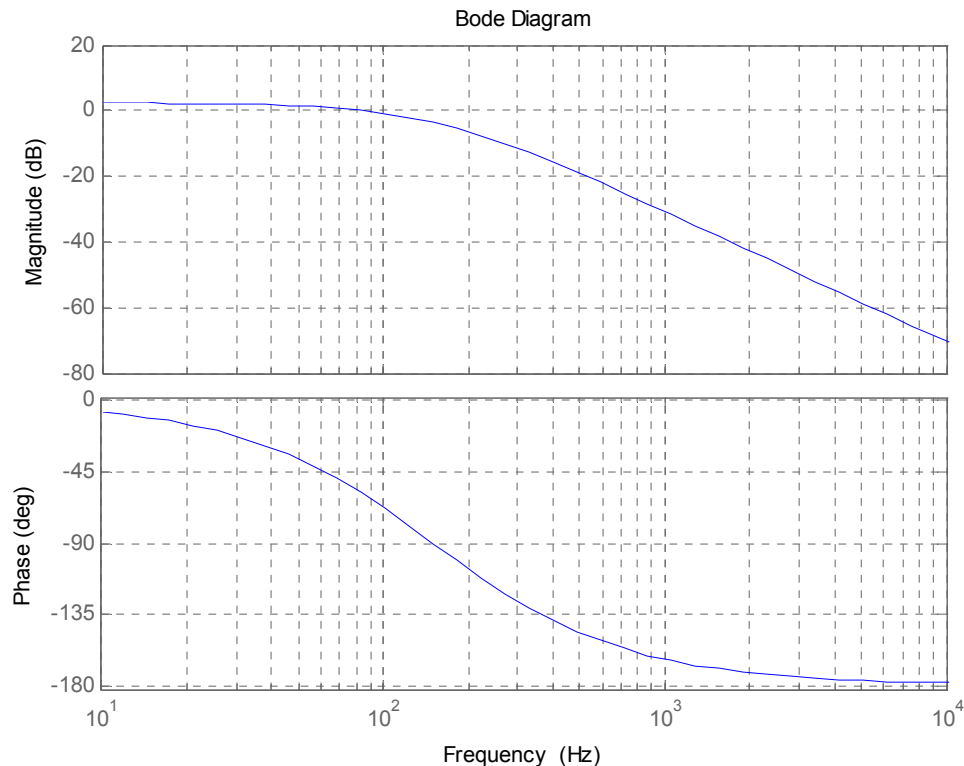


Figura 3.11. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{I_d}{D_d}(s)$

Como podemos comprobar, la similitud de una gráfica con otra es muy grande. Debe indicarse que aunque las frecuencias en el eje x no están medidas de la misma forma en uno y otro sistema: en la gráfica de PSIM la magnitud de la frecuencia está en megahercios (MHz), mientras que en SIMULINK la magnitud está en hercios (Hz). Esto se produce en todos los demás casos.

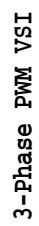
Centrándonos en el Diagrama de Ganancia vemos que la ganancia inicial es 2.39 dB en ambas gráficas (ver Figura 3.10 y Figura 3.11), y que a pendiente decrece en $f_c = 150 \text{ Hz}$ para ser de -40 dB/década .

Aunque el Diagrama de Bode de PSIM represente todo rango de frecuencias y el Diagrama de Bode de MATLAB represente un rango menor de frecuencias, si solo analizamos el Diagrama de PSIM en un rango de hasta 0.01 MHz como frecuencia final, las gráficas representan, como ya hemos comprobado, lo mismo.

En el Diagrama de Fase se observa que las pendientes una década antes y una década después de la frecuencia de corte $f_c = 150\text{Hz}$ son $-90^\circ/\text{década}$ en las dos gráficas y que tanto Φ_{inicial} como Φ_{final} tienen los mismos valores 0° y -180° respectivamente. Se valida entonces la función de transferencia obtenida.

3.3.2 Modelado de la función de transferencia $\frac{I_q}{D_q}(s)$

El circuito creado en PSIM con un análisis ACSWEEP mide el ciclo de trabajo en coordenadas dq0 como entrada (D_q) y la corriente en coordenadas dq0 como salida (I_q). Se pone una fuente de tensión AC sumada a la fuente de continua de ciclo de trabajo cuyo valor no es relevante pero que se debe incluir ya que el análisis ACSWEEP necesita una fuente de alterna como entrada.



50

El Diagrama de Bode resultante de la ejecución del circuito de la Figura 3.12 es:

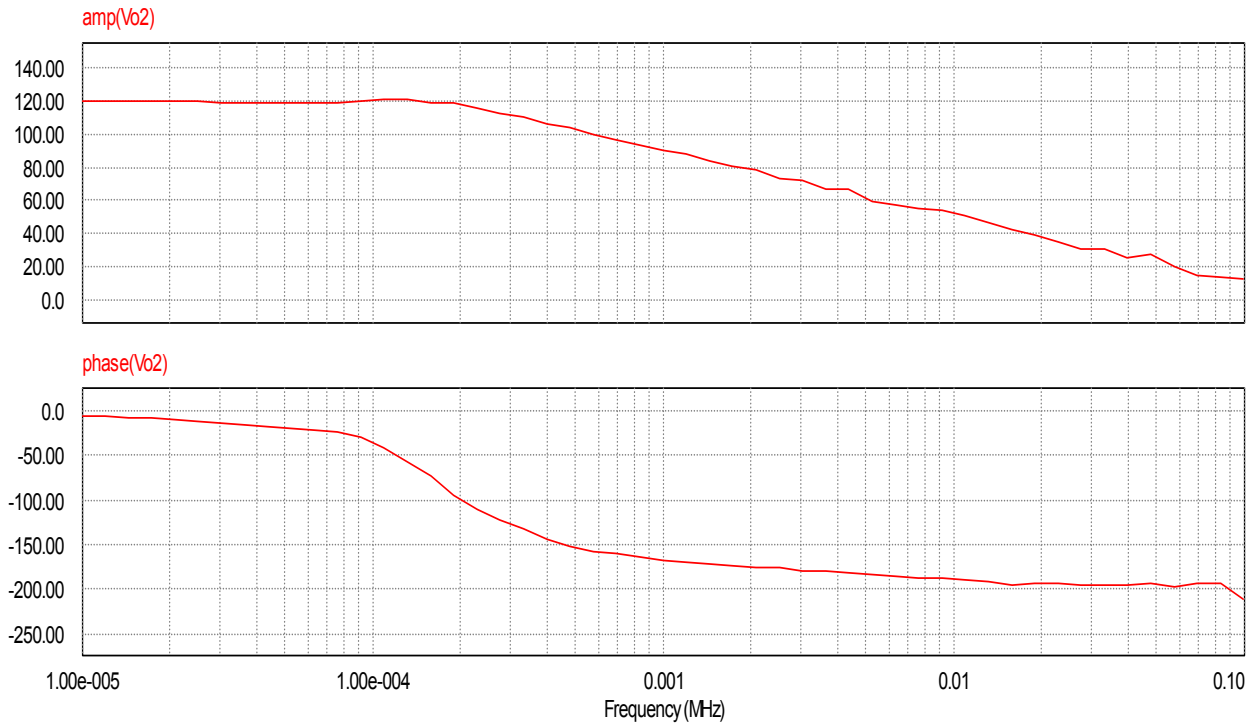


Figura 3.13. Diagrama de Bode $\frac{I_q}{D_q}(s)$

Obtenemos la función de transferencia a partir del Diagrama de Bode de la Figura 3.13 mediante el método anteriormente explicado.

$$f_{inicial} = 10Hz \Rightarrow w = 20\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \phi_i = 0^\circ \quad (55)$$

$$f = \frac{150}{10} = 15Hz \Rightarrow w = 2\pi f = 30\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = -90^\circ/\text{dec} \quad (56)$$

$$f_c = 150Hz \Rightarrow \text{polo doble en } (s + 2\pi f_c) = (s + 300\pi)^2 \quad (57)$$

$$f = 150 \cdot 10 = 1500Hz \Rightarrow w = 2\pi f = 3000\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = 0^\circ/\text{dec} \quad (58)$$

Tenemos entonces:

$$G(s) = \frac{K}{(s + 300\pi)^2} = \frac{K}{s^2 + 600\pi s + (300\pi)^2} \quad (59)$$

donde la K la hallamos de:

$$20 \log \frac{K}{(s + 300\pi)^2} = 120 \text{ dB} \quad (60)$$

$$\text{donde } s = j\omega = f_{\text{inicial}} \cdot 2\pi = 10 \cdot 2\pi \quad (61)$$

$$K = 10^{\frac{120}{20}} (20\pi + 300\pi)^2 = 10 \cdot 10^{11} \quad (62)$$

Finalmente la función de transferencia queda:

$$\frac{I_q}{D_q}(s) = G(s) = \frac{10 \cdot 10^{11}}{s^2 + 600\pi s + (300\pi)^2} \quad (63)$$

3.3.2.1 Código MATLAB

Se comprueba en MATLAB que la función de transferencia deducida es correcta para poder validarla. Para ello creamos el código siguiente que hallará automáticamente el Diagrama de Bode a partir de la función de transferencia:

$$\text{num} = [1e6 * ((20 * \pi) + (300 * \pi))^2]; \quad (63.1)$$

$$\text{den} = [1 \ 600 * \pi \ (300 * \pi)^2]; \quad (63.2)$$

$$\text{bode}(\text{tf}(\text{num}, \text{den})); \quad (63.3)$$

Obtenemos el Diagrama de Bode:

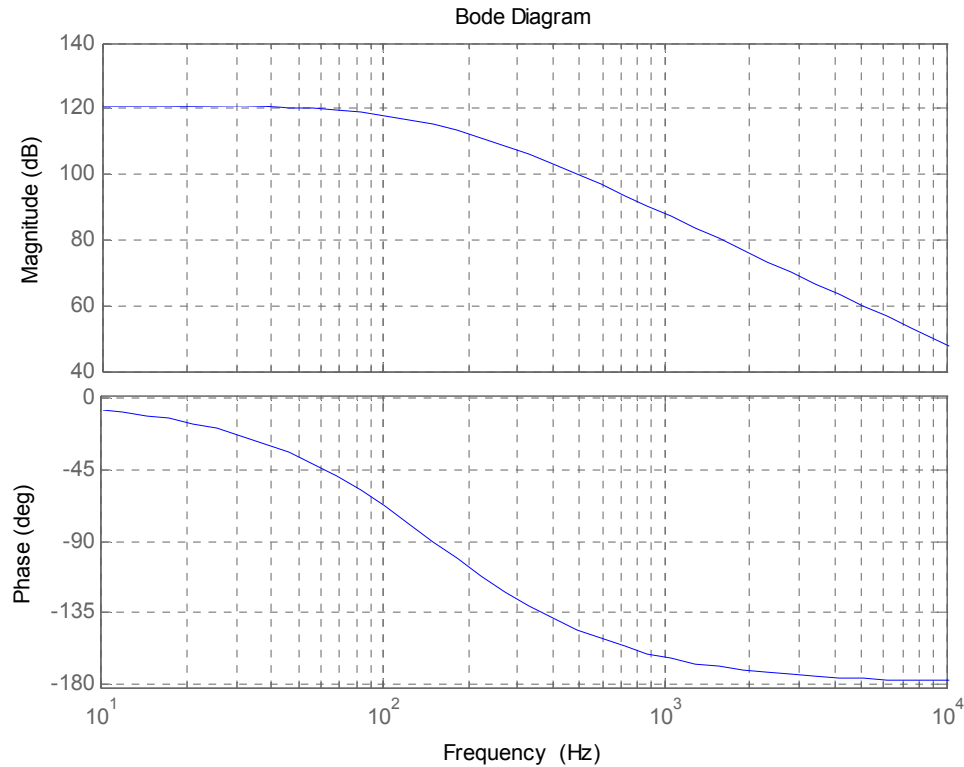


Figura 3.14. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{I_q}{D_q}(s)$

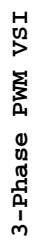
Como podemos comprobar, de nuevo la similitud de una gráfica con otra es muy grande.

Centrándonos en el Diagrama de Ganancia, vemos que la ganancia inicial es de 120dB en ambas gráficas (ver Figura 3.13 y Figura 3.14) y que la pendiente crece en $f_c = 150\text{Hz}$ para ser de -40dB/década .

En el Diagrama de Fase se observa que las pendientes una década antes y una década después de la frecuencia de corte $f_c = 150\text{Hz}$ son $-90^\circ/\text{década}$ en las dos gráficas y que tanto Φ_{inicial} como Φ_{final} tienen los mismos valores 0° y -180° respectivamente. Se valida así la función de transferencia obtenida.

3.3.3 Modelado de la función de transferencia $\frac{V_q}{I_d}(s)$

El circuito creado en PSIM con un análisis ACSWEEP mide la corriente en coordenadas dq0 como entrada (I_d) y la tensión en coordenadas dq0 como salida (V_q). Se ponen fuentes de tensión dependientes que permiten inyectar corriente a la carga directamente.



55

El Diagrama de Bode resultante de la ejecución del circuito de la Figura 3.15 queda:

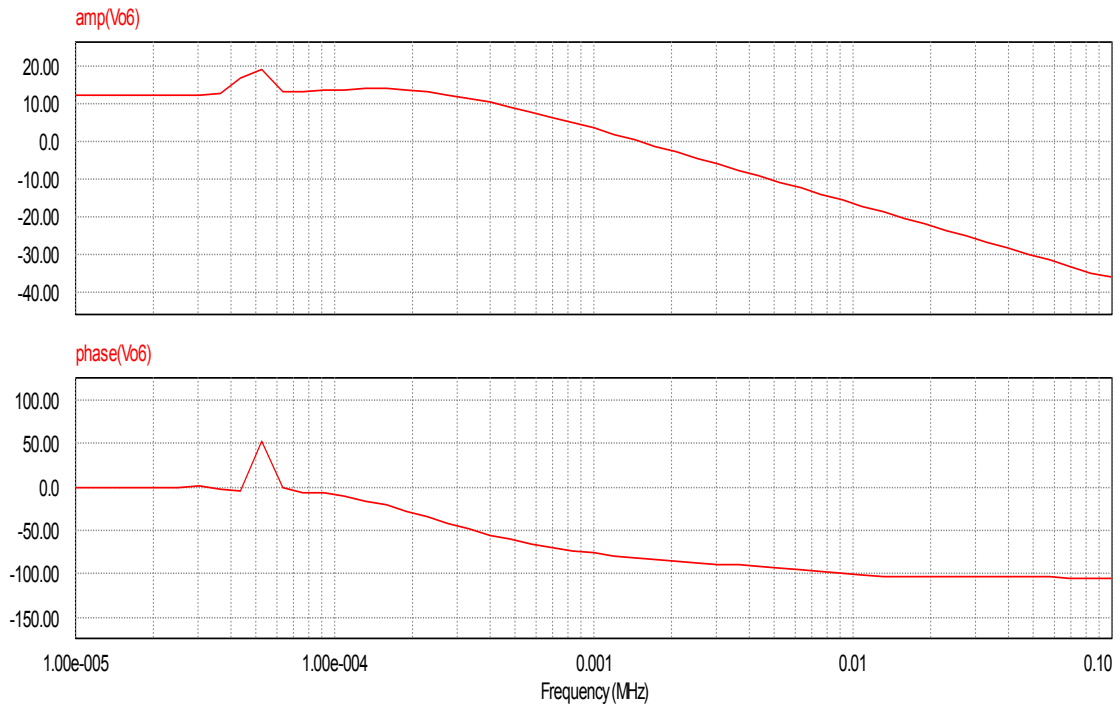


Figura 3.16. Diagrama de Bode $\frac{u}{I_d}(s)$

Obtenemos la función de transferencia a partir del Diagrama de Bode de la Figura 3.16 utilizando el método anteriormente explicado.

$$f_{inicial} = 10Hz \Rightarrow \omega = 20\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \phi_i = 0^\circ \quad (69)$$

$$f = \frac{250}{10} = 25Hz \Rightarrow \omega = 50\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = -45^\circ/\text{dec} \quad (70)$$

$$f_c = 250Hz \Rightarrow \text{polo simple en } (s + 2\pi f_c) = (s + 500\pi) \quad (71)$$

$$f = 250 \cdot 10 = 2500Hz \Rightarrow \omega = 5000\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = 0^\circ/\text{dec} \quad (72)$$

Tenemos entonces que:

$$G(s) = \frac{K}{(s + 500\pi)} \quad (73)$$

donde la K la hallamos de:

$$20 \log \frac{K}{(s + 500\pi)} = 13dB \quad (74)$$

$$\text{donde } s = j\omega = f_1 \cdot 2\pi = 10 \cdot 2\pi \quad (75)$$

$$K = 10^{\frac{13}{20}} (20\pi + 500\pi) = 7297.149036 \quad (76)$$

Finalmente la función de transferencia queda:

$$\frac{V_q}{I_d}(s) = G(s) = \frac{7297.149036}{s + 500\pi} \quad (77)$$

3.3.3.1 Código MATLAB

Se comprueba en MATLAB que la función de transferencia deducida es correcta para poder validarla. Para ello creamos el código siguiente que hallará automáticamente el Diagrama de Bode a partir de la función de transferencia:

$$\text{num} = [7297.149036]; \quad (77.1)$$

$$\text{den} = [1 \quad (500 \cdot \pi)]; \quad (77.2)$$

$$\text{bode}(\text{tf}(\text{num}, \text{den})); \quad (77.3)$$

tenemos el Diagrama de Bode:

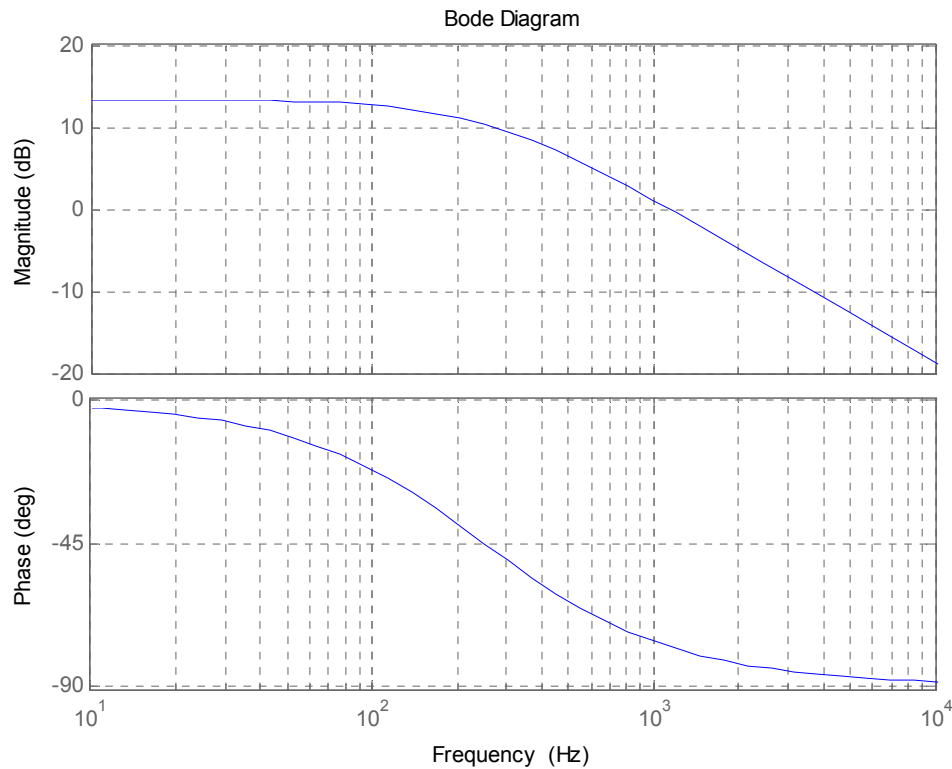


Figura 3.17. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{V_q}{I_d}(s)$

Como podemos comprobar, la similitud de una gráfica con otra es grande menos por los picos en los Diagramas de Fase y Ganancia de PSIM. Estos picos son normales debido a que la representación en PSIM es mas real que en MATLAB (que es totalmente ideal) ya que se halla la representación directamente a partir del circuito.

Centrándonos en el Diagrama de Ganancia vemos que la ganancia inicial es de $13dB$ en ambas gráficas (ver Figura 3.16 y Figura 3.17), la pendiente, inicialmente cero, crece en $f_c = 250Hz$ para ser de $-20dB/década$.

En el Diagrama de Fase se observa que las pendientes una década antes y una década después de la frecuencia de corte $f_c = 250Hz$ son $-45^\circ/década$ en las dos gráficas y que tanto $\phi_{inicial}$ como ϕ_{final} tienen los mismos valores 0° y -90° respectivamente. Se valida de esta manera la función de transferencia obtenida.

3.3.4 Modelado de la función de transferencia $\frac{V_d}{I_q}(s)$

El circuito creado en PSIM con un análisis ACSWEEP mide la corriente en coordenadas dq0 como entrada (I_q) y la tensión en coordenadas dq0 como salida (V_d). Se ponen fuentes de tensión dependientes que permiten inyectar corriente a la carga directamente.

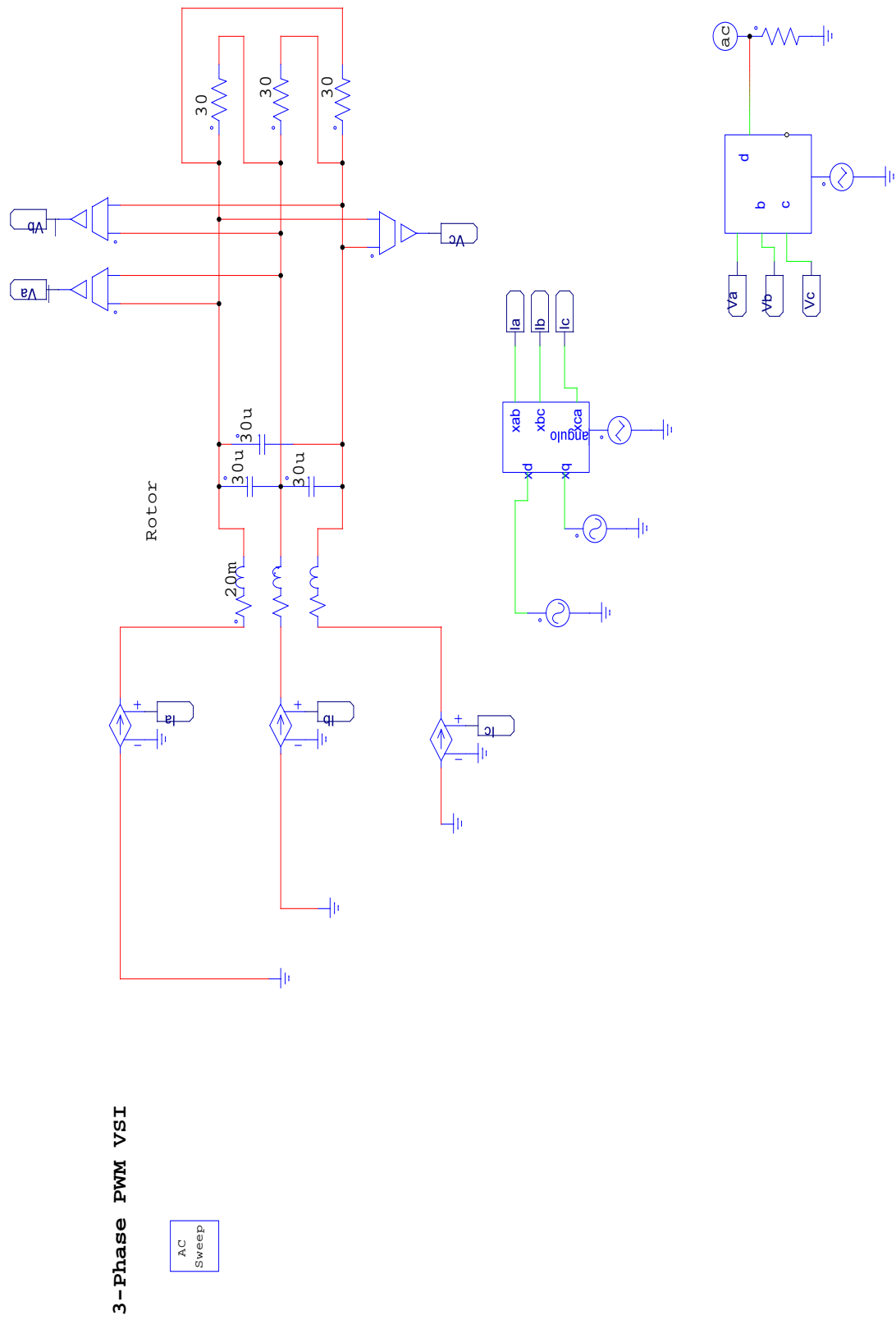


Figura 3.18. Circuito ACSWEEP con entrada I_q y salida V_d

El Diagrama de Bode resultante de la ejecución del circuito de la Figura 3.18 queda:

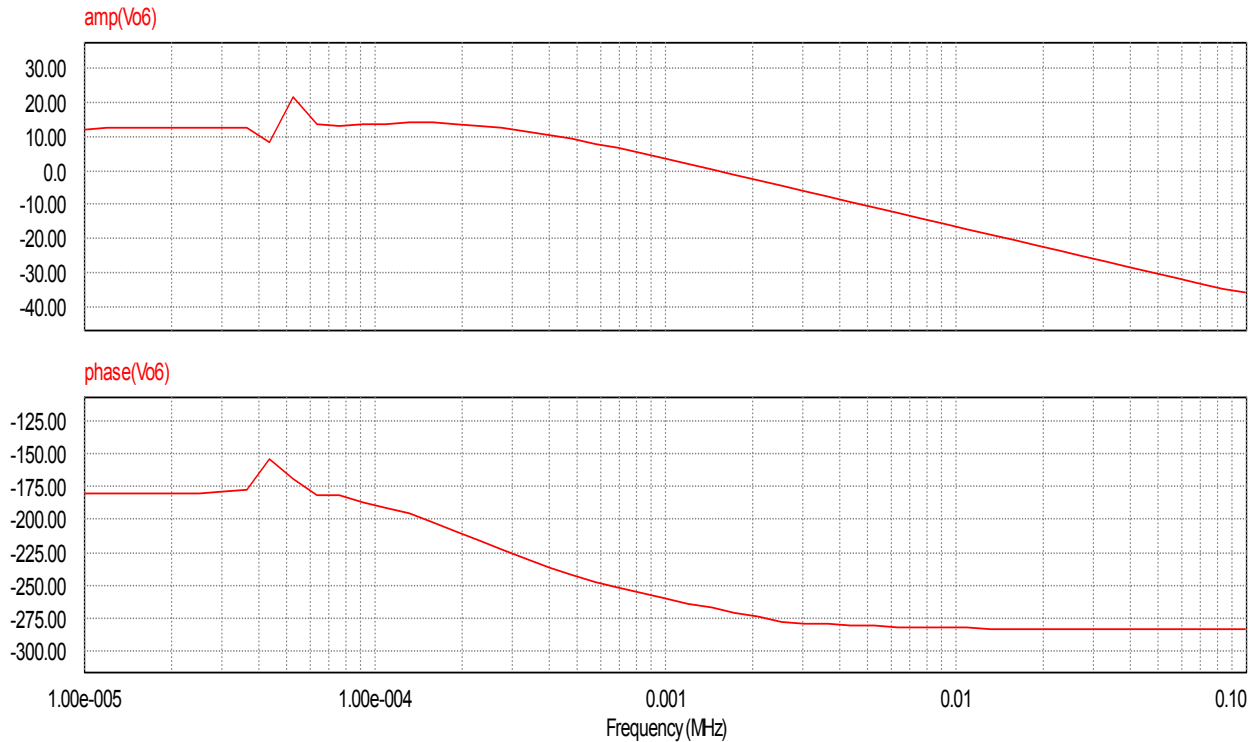


Figura 3.19. Diagrama de Bode $\frac{V_d}{I_q}(s)$

Obtenemos la función de transferencia a partir del Diagrama de Bode de la Figura 3.19 utilizando el método anteriormente explicado.

$$f_{inicial} = 10Hz \Rightarrow \omega = 20\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \phi_i = 0^\circ \quad (83)$$

$$f = \frac{250}{10} = 25Hz \Rightarrow \omega = 2\pi f = 50\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = -45^\circ/\text{dec} \quad (84)$$

$$f_c = 250Hz \Rightarrow \text{polo simple en } (s + 2\pi f_c) = (s + 500\pi) \quad (85)$$

$$f = 250 \cdot 10 = 2500Hz \Rightarrow \omega = 2\pi f = 5000\pi \text{ rads}^{-1} \Rightarrow \text{pendiente} = 0^\circ/\text{dec} \quad (86)$$

Tenemos entonces, al tener $\phi_{inicial}$ negativa, una ganancia también negativa ($-K$) [2].

$$G(s) = \frac{-K}{(s + 500\pi)} \quad (87)$$

donde la K la hallamos de:

$$20 \log \frac{-K}{(s + 500\pi)} = 13dB \quad (88)$$

$$\text{donde } s = j\omega = f_1 \cdot 2\pi = 10 \cdot 2\pi \quad (89)$$

$$K = 10^{\frac{13}{20}} (20\pi + 500\pi) = -7297.149036 \quad (90)$$

Finalmente la función de transferencia queda:

$$\frac{V_d}{I_q}(s) = G(s) = \frac{-7297.149036}{s + 500\pi} \quad (91)$$

3.3.4.1 Código MATLAB

Se comprueba en MATLAB que la función de transferencia deducida es correcta para poder validarla. Para ello creamos el código siguiente que hallará automáticamente el Diagrama de Bode a partir de la función de transferencia:

$$\text{num} = [-7297.149036]; \quad (91.1)$$

$$\text{den} = [1 \quad (500 * \pi)]; \quad (91.2)$$

$$\text{bode}(\text{tf}(\text{num}, \text{den})); \quad (91.3)$$

Obtenemos el Diagrama de Bode:

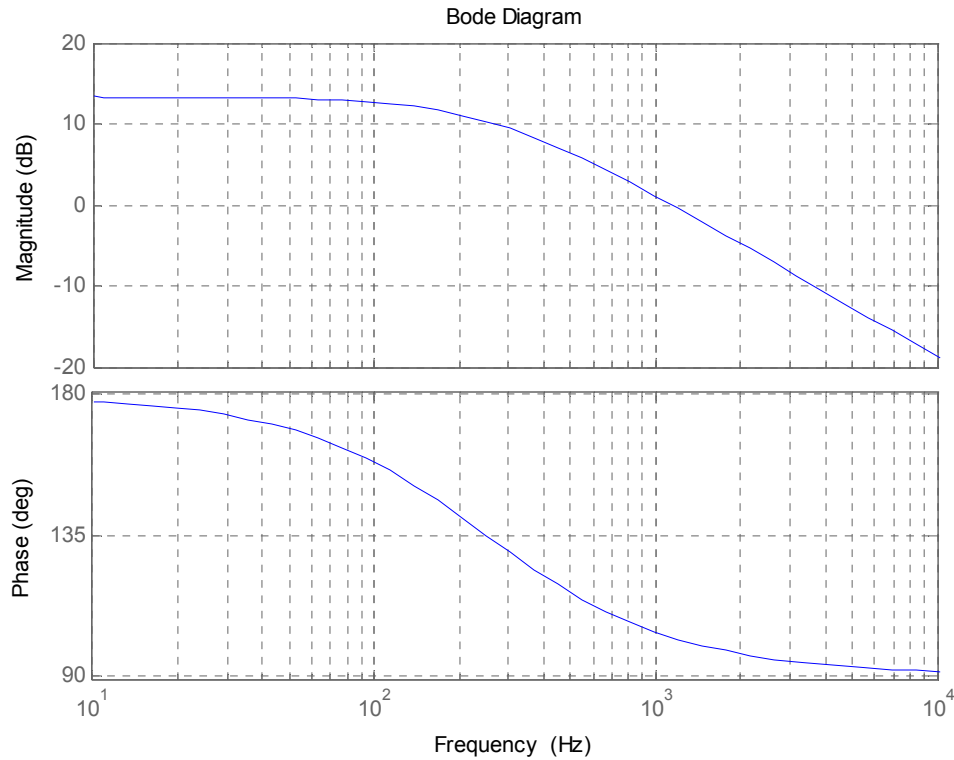


Figura 3.20. Diagrama de Bode de MATLAB $\frac{V_d(s)}{I_q}$

Como podemos comprobar, la similitud de una gráfica con otra es grande menos por los picos en los Diagramas de Fase y Ganancia de PSIM. Estos picos son normales debido a que la representación en PSIM es mas real que en MATLAB (que es totalmente ideal) ya que se halla la representación directamente a partir del circuito.

Centrándonos en el Diagrama de Ganancia vemos que la ganancia inicial es de 13dB en ambas gráficas (ver Figura 3.19 y Figura 3.20), la pendiente, inicialmente cero, crece en $f_c = 250\text{Hz}$ para ser de -20dB/década .

En el Diagrama de Fase se observa que las pendientes una década antes y una década después de la frecuencia de corte $f_c = 250\text{Hz}$ son $-45^\circ/\text{década}$ en las dos gráficas. Las ϕ_{inicial} como ϕ_{final} en PSIM tienen valores negativos, -180° y -270° respectivamente, mientras que las ϕ_{inicial} como ϕ_{final} en MATLAB tienen valores positivos, 180° y 90° . Aunque parezcan valores distintos no lo son ya que al ser

negativos -180° y -270° pasan a estar en el mismo cuadrante (ver Figura 3.21) que 180° y 90° y a tener la misma dirección.

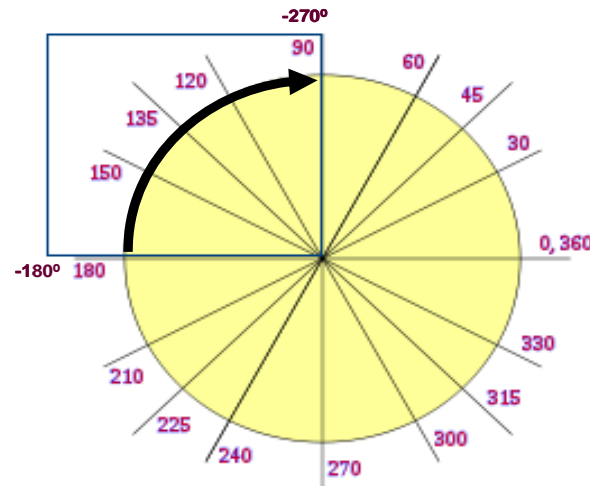


Figura 3.21. Circunferencia de ángulos

Se valida de esta manera la función de transferencia obtenida.

3.4 Pérdidas del inversor

En el inversor se producen siempre pérdidas producidas durante el filtrado o en la conmutación de los interruptores. Esto hace que a la salida no salga una tensión de pico igual a la tensión de la fuente de continua.

El estudio de estas pérdidas lo haremos en PSIM creando una carpeta con la base de datos de los IGBTs que componen el inversor (explicado en el segundo capítulo en PSIM). La información que incluiremos en esta base de datos se obtendrá de la hoja de características del IGBT *SKM50GB123D* elegido (ver anexo).

Al incluir el puente de amperímetros y el bloque inversor (explicado en el segundo capítulo en PSIM) al circuito, la implementación final queda:

3-Phase PWM VSI

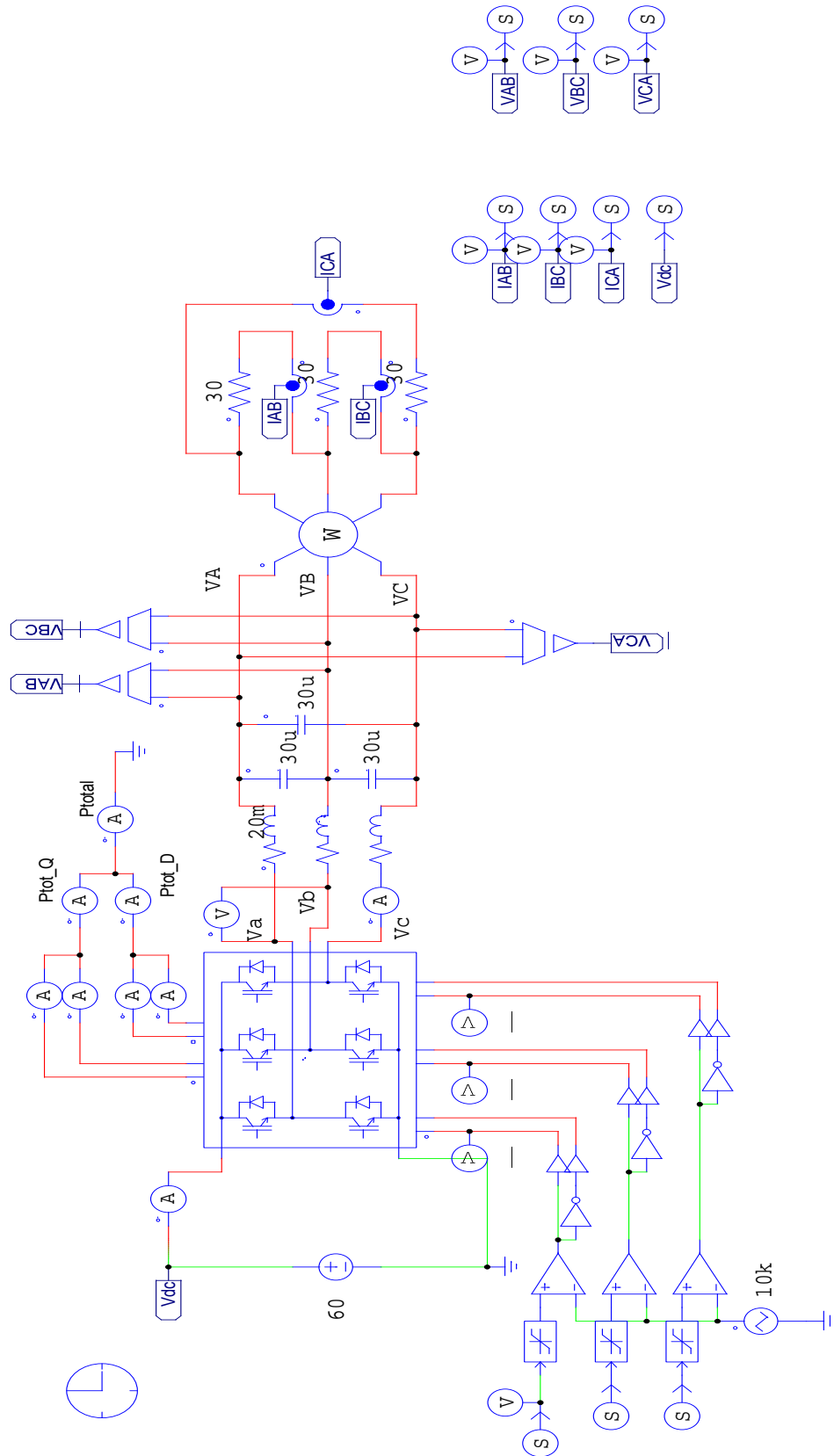


Figura 3.22. Circuito de pérdidas

Teniendo ya completada la base de datos, comparamos la potencia que nos da en la simulación de PSIM de forma gráfica, con la obtenida en forma de dato, a través del programa virtual SEMISEL explicado anteriormente (capítulo 2).

La Potencia Total del inversor en la simulación virtual SEMISEL es de (ver anexo en amarillo):

$$P_{\text{tot}} (\text{SEMISEL}) = 6.75 \text{ W.} \quad (97)$$

Hallamos la Potencia Total del inversor en PSIM:

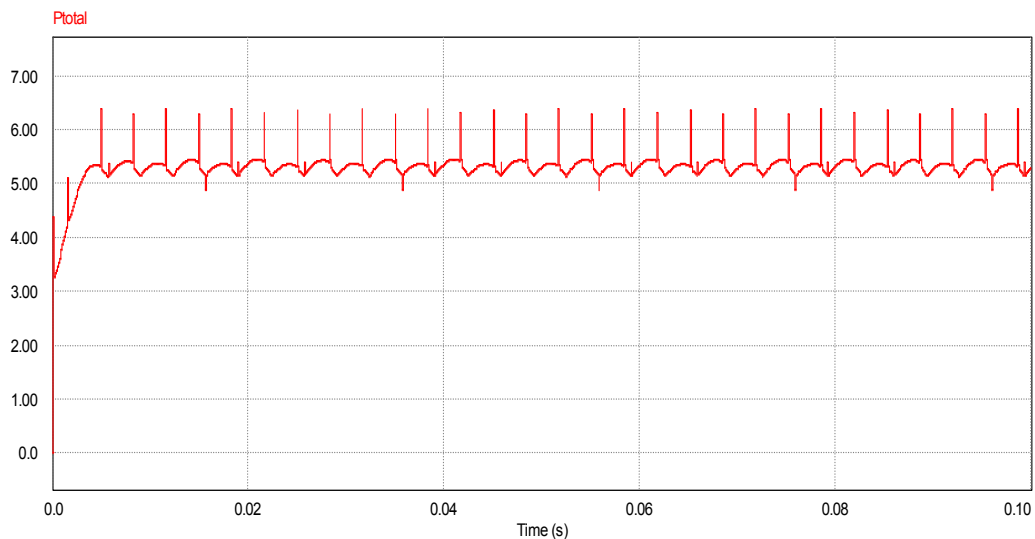


Figura 3.23. Potencia total del inversor

Como se puede ver, la potencia llega a tener un valor de hasta 6.38 W, aunque sobretodo se mantiene en 5.53W.

$$P_{\text{tot}} (\text{PSIM}) = 5.53 \text{ W} \quad (98)$$

Comparamos las pérdidas:

$$P_{\text{tot}} (\text{PSIM}) = 5.53 \text{ W} \quad (99)$$

$$P_{\text{tot}} (\text{SEMISEL}) = 6.57 \text{ W.}$$



Se trata de pérdidas obtenidas en PSIM (ver ecuación (98)) y SEMISEL (ver ecuación (99)) muy parecidas a la vez que razonables en un inversor trifásico. Sabiendo que la potencia del inversor es de 20KW, que el porcentaje de pérdidas tiene que ser en torno al 2% y que se observa que las pérdidas en PSIM y SEMISEL son del 0.02% (5.53W) y 0.03% (6.57W) respectivamente (porcentajes muy inferiores al 2%), se puede concluir que el inversor tiene un buen rendimiento.



4 Control

Se incluye toda la parte de control del inversor. Se revisarán diferentes controles de corriente pero el control cruzado será el que se estudiará más detalladamente ya que actualmente es el más utilizado en las instalaciones conectadas a la red, además de permitir un control desacoplado de las componentes de potencia activa y potencia reactiva. Se incluirá información sobre los PID y el modo en que se comprueba si su funcionamiento es correcto. Se añade además un análisis del bloque *Rate Transition* de SIMULINK para sistemas que incluyan el módulo SIMCOUPLER anteriormente explicado.

4.1 Controles de corriente

En este proyecto se plantea un control para el inversor, siendo este último un dispositivo electrónico capaz de inyectar corriente a la red. Este tipo de control del inversor trifásico definirá la forma de trabajo de la aplicación.

Según el tipo de control que se quiera se pueden realizar diferentes acciones con el inversor, como por ejemplo:

- Trabajar como inversor / rectificador
- Trabajar como filtro activo
- Control de máquinas eléctricas
- Convertidor con control de factor de potencia

El sistema de control propuesto en este proyecto se va a basar en un estudio de la señal de referencia comparada con una señal real que esté dando el inversor. Ésta comparación da un error que será la variación a corregir para poder obtener la salida deseada.

Existen diferentes sistemas que comparan las dos señales: la de referencia y la real respectivamente y llevan el error a cero (si eso es lo que se requiere para la aplicación escogida). En este proyecto se propone que el control se haga sobre la corriente de inyección, es decir, sobre la corriente que el inversor es capaz de entregar. Aunque la

técnica desarrollada será la de un control cruzado, a continuación se va a hacer una introducción de las diferentes técnicas de control.

4.1.1 Control adaptativo con modelo de referencia

El sistema de control adaptativo es un sistema que funciona comparando valores de forma continua y automática. Se miden las características dinámicas de la planta para luego compararlas con unas de referencia. Al eliminar la variación resultante de esta comparativa se ajustan los distintos parámetros que le afectan de manera que se obtiene un funcionamiento óptimo del sistema.

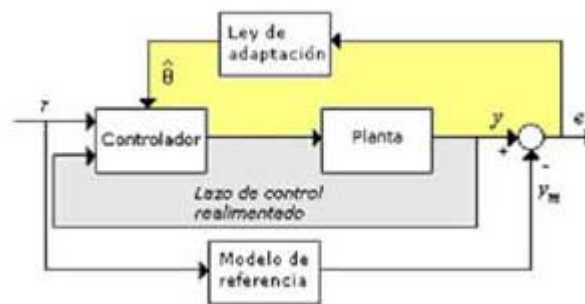


Figura 4.1. Diagrama de control adaptativo

Se comparan la señal del modelo (y_m) con la salida del proceso de control (y) y se utiliza la diferencia para mejorar y crear señales de control adecuadas.

La ventaja principal de este sistema es que trabajará de forma continua y adecuada en cuanto se adapte al modelo de referencia..

El inconveniente principal de este tipo de controladores aparece cuando existen transitorios rápidos y demasiado fuertes, pudiendo convertirse en un sistema inestable.

4.1.2 Control deslizante de corriente

Debido a que hay un control de estructura variable que selecciona el estado de conmutación adecuado en el inversor, el control deslizante guía la trayectoria de las variables de estado hacia una superficie de conmutación predefinida. Cabe destacar que un sistema puede tener cualquier comportamiento dinámico cuando se encuentra en modo deslizante.

.Al alcanzar la superficie de control, éste es forzado a restringir su evolución sobre dicha superficie para todo instante de tiempo siguiente.

En este sistema de control se deben considerar tres pasos:

- 1º Proponer la superficie de control
- 2º Verificar la existencia del control en modo deslizante.
- 3º Analizar la estabilidad del sistema en esa superficie.

El comportamiento del sistema controlado se representa en la respuesta dinámica del sistema sobre la superficie de control. Este tipo de control se usa fundamentalmente en convertidores de potencia.

4.1.3 Control deadbeat

Para que a la salida del sistema se logre obtener la señal de referencia deseada este control se basa en el error actual de forma que predice, para cada instante de modulación, los valores que se deberían tener.

Se diferencia de otros por la estrategia pseudo lineal que utiliza puesto que es la más rápida. Esta estrategia consiste en que la tensión de salida se elige de forma que el error de corriente es eliminado en el siguiente periodo de conmutación. Así, este sistema asegura que en régimen permanente la corriente seguirá exactamente a la de referencia con un retraso de dos ciclos.

4.1.4 Control Lineal

El control lineal de corriente básico utiliza la modulación PWM del convertidor de manera que la señal moduladora se compara con la portadora. La señal moduladora proviene de la salida de un regulador lineal, generalmente un proporcional integral (PI).

Se implementan fácilmente sobre sistemas estacionarios, mediante circuitos analógicos o digitales. Actualmente se usa también en marcos de referencia rotativos.

4.1.5 Control por histéresis

Este control es muy utilizado en la regulación de corriente de convertidores. Su configuración básica compara la corriente de referencia con la corriente inyectada por el inversor. El error resultante se aplica a un comparador de histéresis de banda fija

consiguiendo así las señales de disparo de los interruptores de forma que el error de la corriente se mantiene dentro de dicha banda de histéresis.

Es un control no lineal y no tiene retardos de tal manera que es capaz de lograr la respuesta dinámica más grande posible. El sistema también resulta muy estable ante variaciones de carga.

Es un control que cuenta con varias desventajas a pesar de que es sencillo de implementar. Éstas son:

- Tiene un filtro pasivo a la salida del inversor muy complicado debido a las frecuencias de modulación variables.
- Puede producir efectos resonantes con la red.

La topología básica tiene diferentes variantes. Ha sido ampliamente estudiada, realizándose implementaciones que mejoran el funcionamiento del control.

4.1.6 Control cruzado

Esta técnica se usa principalmente en marcos de referencia rotativos, usando la transformación a coordenadas dq. Esta transformación facilita que el control funcione correctamente puesto que lo simplifica de manera que aunque los ejes dq rotan se estarán utilizando dos, a diferencia de los tres utilizados en coordenadas abc.

Su denominación tiene origen en el hecho de que la corriente I_q se desacopla de I_d . Se crean así dos ramas paralelas e independientes una de la otra. Esta característica hace que sea muy adecuado para controlar inversores trifásicos en coordenadas dq0 puesto que facilita el estudio.

Una de las desventajas de este control es que aunque la transformación de coordenadas facilita el estudio del convertidor, dificulta la implementación y posterior estudio del control.

4.2 Bloque *Rate Transition*

Se ha trabajado con el bloque de SIMULINK/MATLAB el *Rate Transition*. Este bloque escoge los puntos que definen una señal que le entra, mediante el tiempo de muestreo o “Sample Time”. Vamos a hacer un estudio del bloque para ver de qué forma, en diferentes casos, modifica o no su salida.

El *Rate Transition* consigue una imagen clara de las señales y una mayor rapidez de funcionamiento del circuito en la simulación. Eligiendo el “Sample Time” (tiempo de muestreo) elegimos a su vez la definición concreta de cada una de las señales evitando que salgan demasiados puntos, innecesarios muchos de ellos para el reconocimiento de la señal o escasos puntos, que provocan que la señal no se perciba con claridad. Se añade además la ventaja de que el tiempo de ejecución será menor debido a que esos puntos sobrantes ya no se tienen en cuenta. Característica importante para sistemas muy complejos en donde la ejecución de la simulación va muy lenta.

El estudio se centra en el caso de tener el módulo SIMCOUPLER que coordina PSIM y SIMULINK permitiendo su co-simulación. El *Rate Transition* será un intermediario de las entradas y salidas al módulo. Así, en vez de tener que especificar el tiempo de muestreo en cada bloque del sistema de SIMULINK, sólo hay que indicarlo en los dos bloques *Rate Transition*: el de entrada y el de salida del módulo. PSIM además queremos que funcione a $1e-6$ seg puesto que en sistemas como el del inversor es un tiempo de muestreo adecuado.

Su función será la de conseguir una mayor fiabilidad en la definición de la transmisión de las señales de un programa a otro. Esto se consigue controlando la cantidad de puntos que definen la señal. Se logra así optimizar el tiempo de ejecución y mejorar la calidad de cada una de las señales.

Al funcionar PSIM con un **menor tiempo de muestreo** ($1e-6$) que SIMULINK, nos encontramos con la dificultad de convertir las señales de entrada y salida del bloque SIMCOUPLER de manera que su tiempo de muestreo se adapte a los dos funcionamientos. Mientras que PSIM trabaja con un tiempo de muestreo de $t_{sp} = 1e-6$ seg haremos que SIMULINK trabaje con un tiempo de muestreo de $t_{ss} = 1e-4$ seg para

que se vea bien la diferencia de definición de las señales al comparar el sistema con el bloque *Rate Transition* con el otro que no lo tiene.

En la Figura 4.3 se tiene el circuito estudiado, donde la Figura 4.2 será el circuito de PSIM dentro del módulo SIMCOUPLER. El *Rate Transition* situado antes del módulo SIMCOUPLER convierten el tiempo de muestreo a $1e-6$ seg, tiempo de muestreo que permite una mejor definición de la señal en PSIM mientras que los *Rate Transition* situados después del módulo SIMCOUPLER convierten el tiempo de muestreo a $1e-4$ seg, tiempo de muestreo que permite una mejor definición de la señal en SIMULINK.

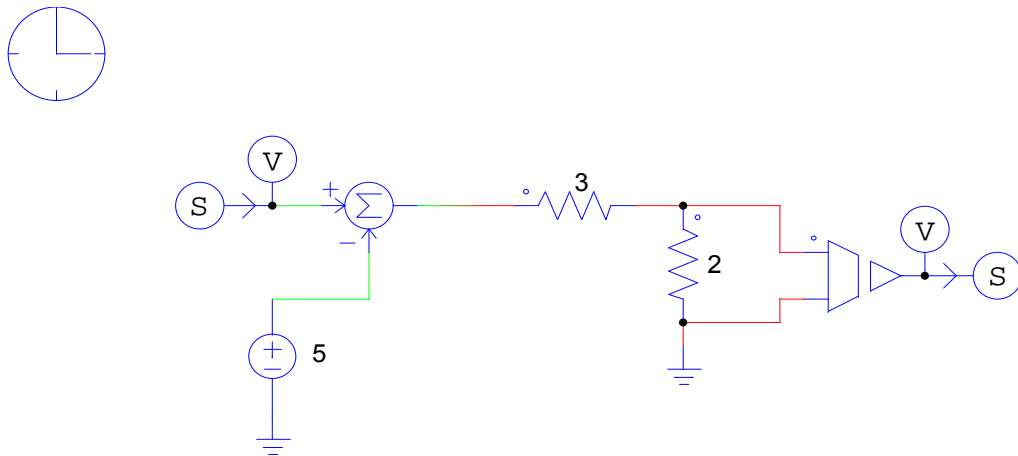


Figura 4.2 Circuito de PSIM dentro del módulo SIMCOUPLER

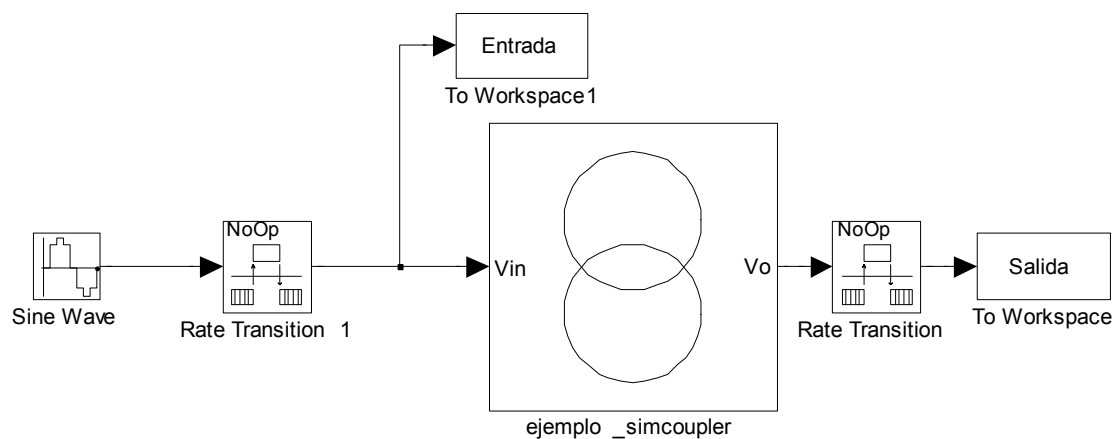


Figura 4.3. Circuito con *Rate Transition*

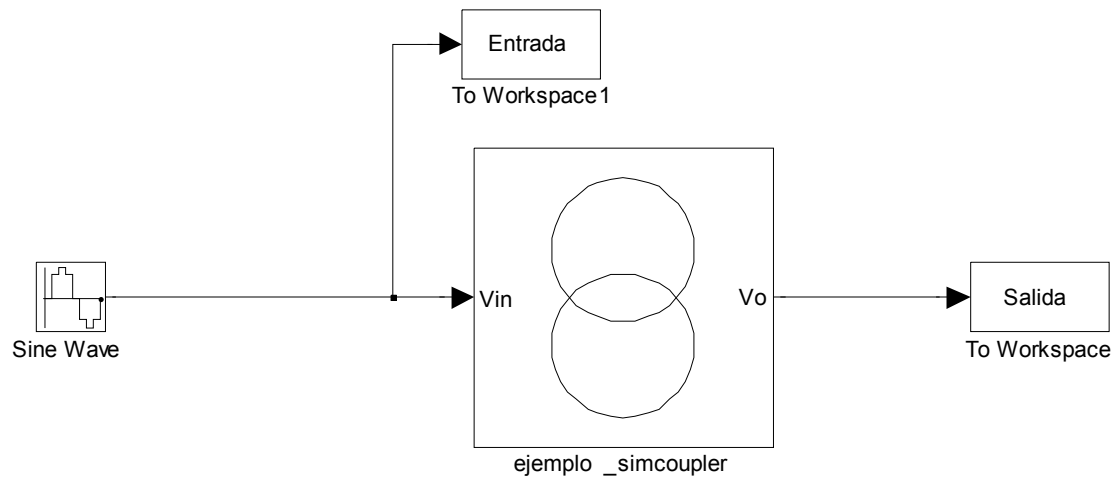


Figura 4.4. Circuito sin *Rate Transition*

Sin los bloques *Rate Transition*, al entrar una señal con un tiempo de muestreo 100 veces mayor de lo requerido (de $1e-6$ seg a $1e-4$ seg) por PSIM al módulo SIMCOUPLER (ver Figura 4.4), se perderán puntos de ésta. En consecuencia, a la salida del módulo SIMCOUPLER (ver Figura 4.6) no se controla la definición de la señal pudiendo salir en algún otro caso mal definida. A la derecha de cada figura se incluyen gráficas con la señal en un tiempo de simulación mayor para que se vean bien y a la izquierda, con el tiempo de simulación del estudio. Se medirán la tensión en voltios y el tiempo en segundos.

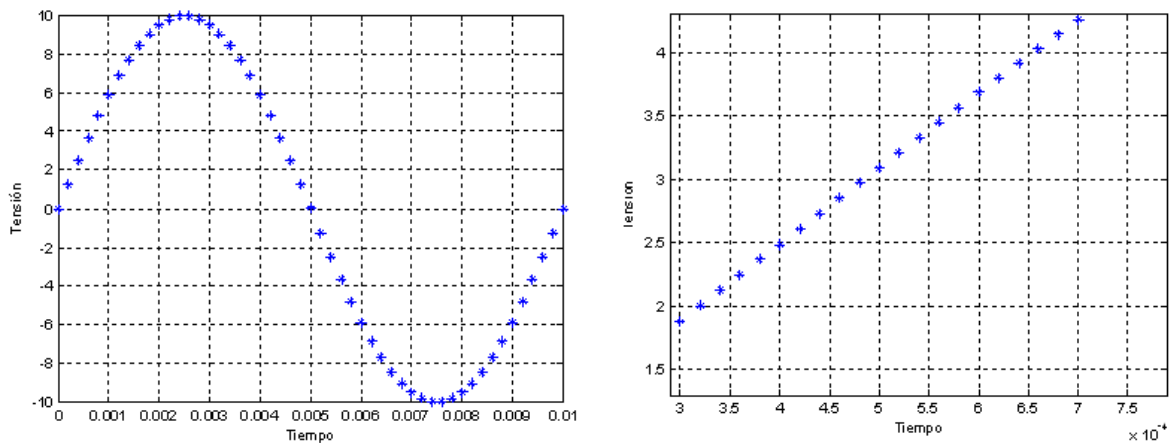


Figura 4.5. Entrada al módulo SIMCOUPLER sin *Rate Transition*

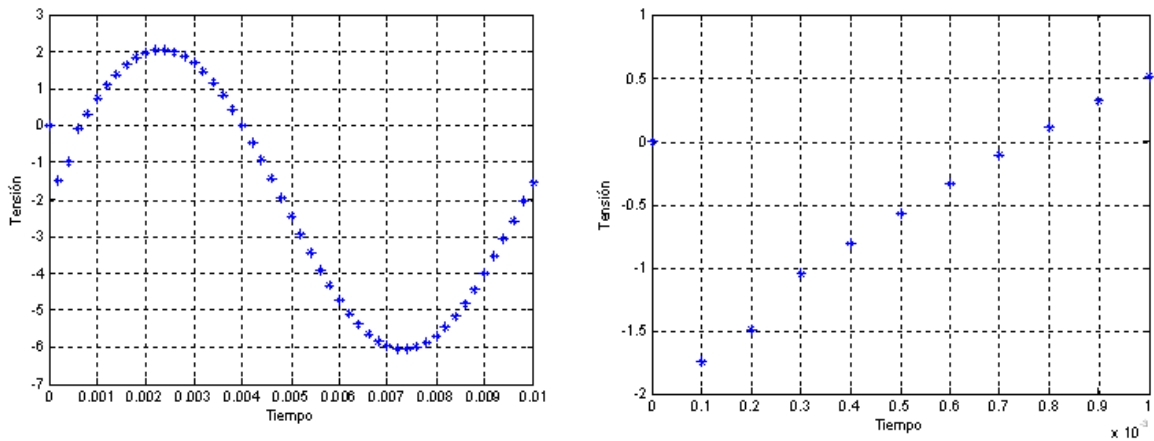


Figura 4.6. Salida del módulo SIMCOUPLER sin *Rate Transition*

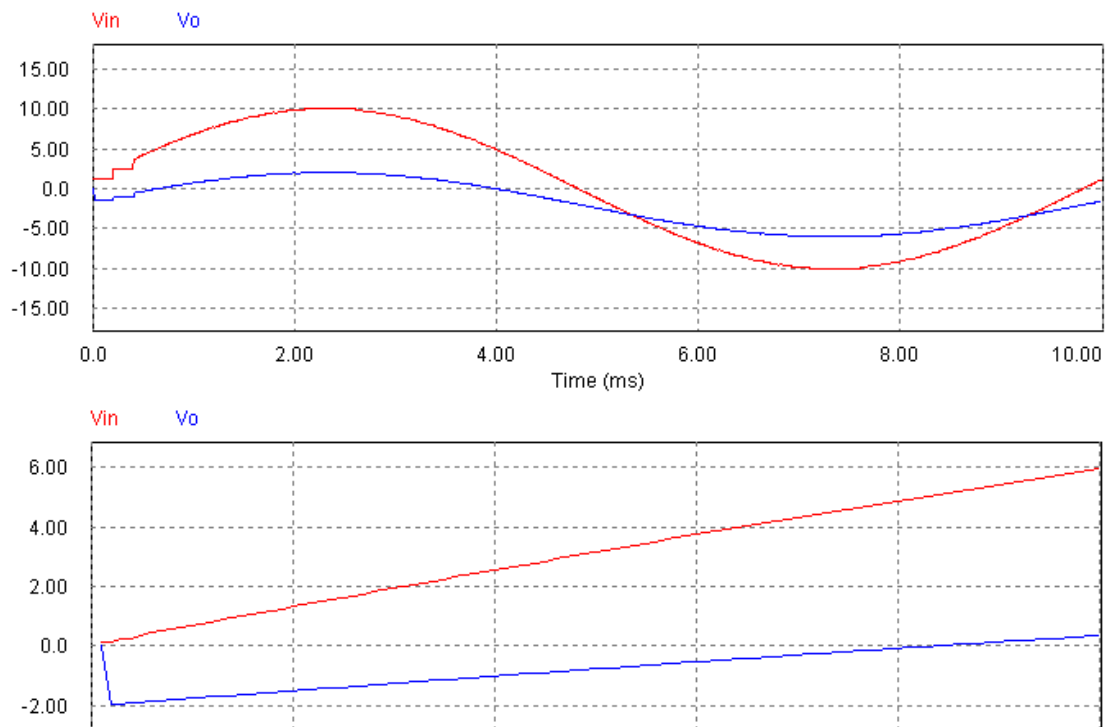


Figura 4.7. Entrada y salida de PSIM al módulo SIMCOUPLER sin *Rate Transition*

A la entrada (ver Figura 4.5) se ve que no se han cogido todos los puntos requeridos para PSIM (correspondientes a un $t_{\text{muestreo}} = 1\text{e-}6\text{seg}$) por tanto no se representa fielmente la señal que se quiere representar, no controlándose la definición de entrada ni de salida al módulo (ver Figura 4.7).

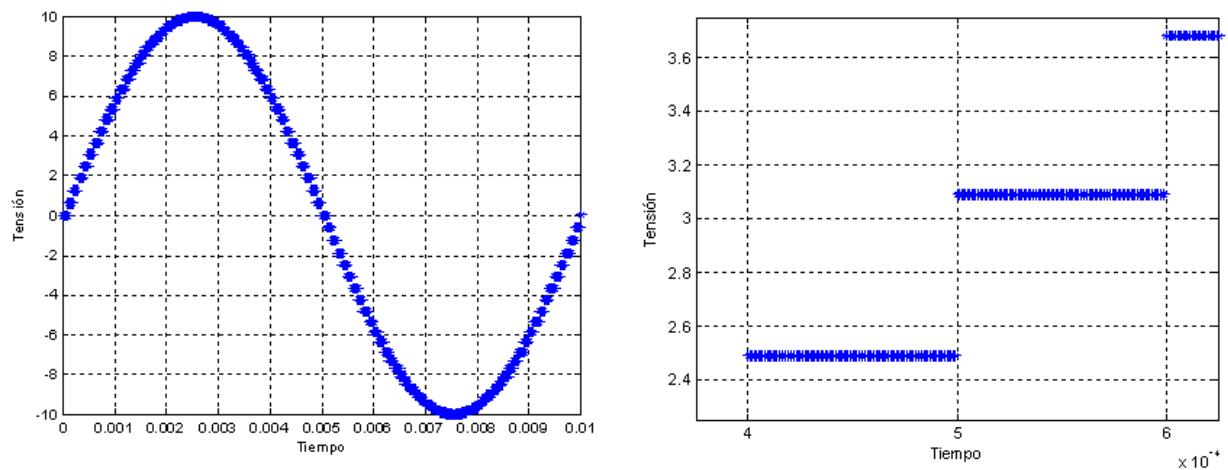


Figura 4.8. Entrada al módulo SIMCOUPLER con *Rate Transition*

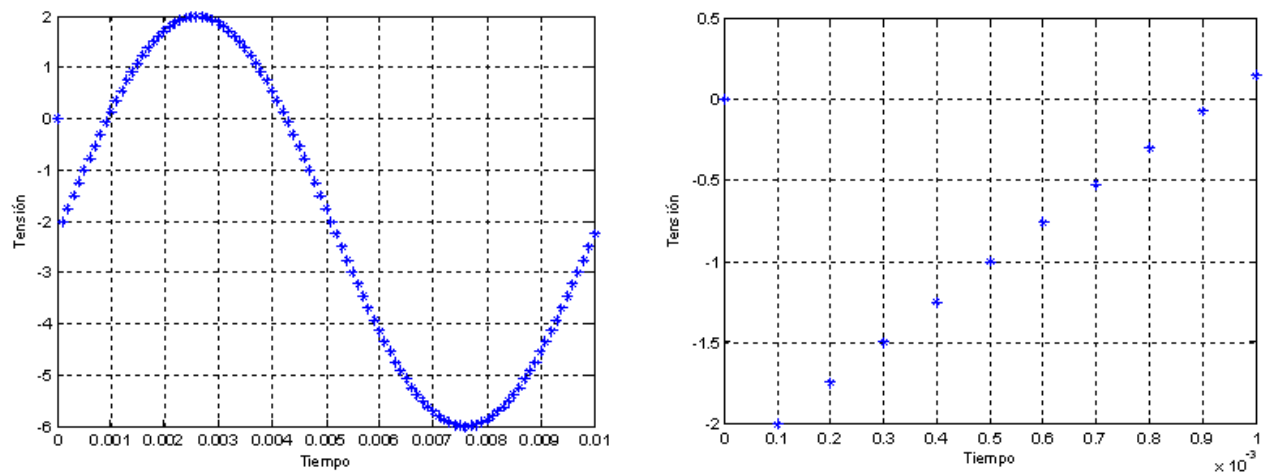


Figura 4.9. Salida del módulo SIMCOUPLER con *Rate Transition*

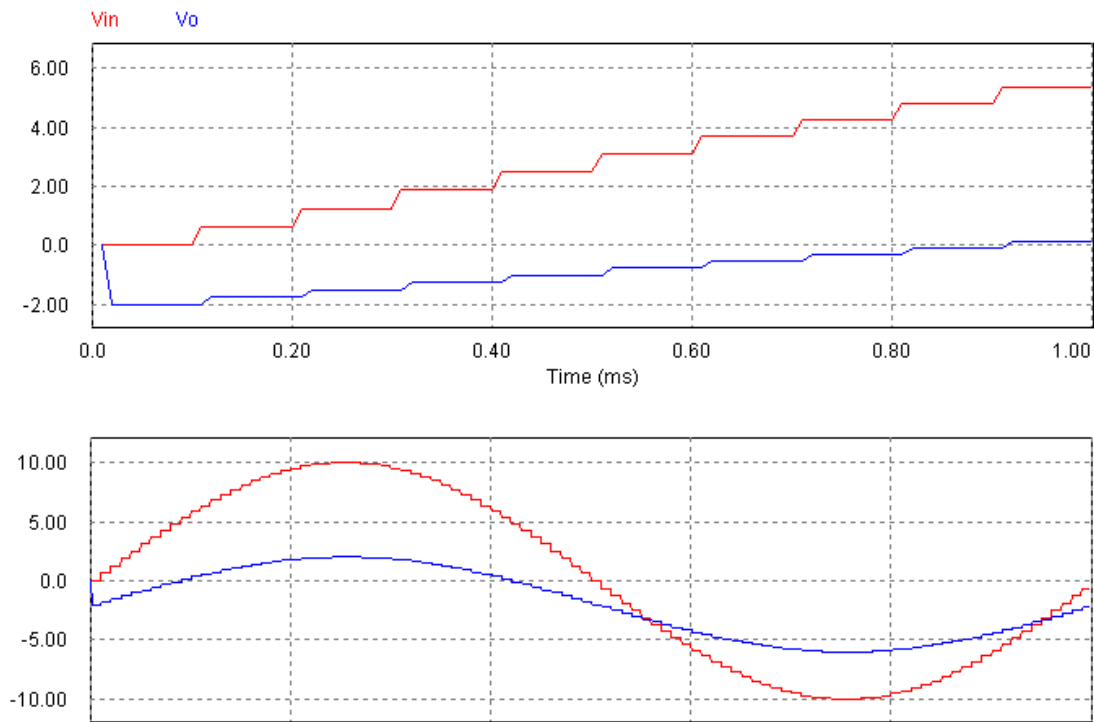


Figura 4.10. Entrada y salida de PSIM al módulo SIMCOUPLER con *Rate Transition*

En la Figura 4.8 se puede ver que en la señal de entrada al módulo SIMCOUPLER aparecen 100 puntos en un tiempo de ejecución de la simulación de $1e-4$ segundos. La señal por tanto está definida según se ha requerido al poner el bloque *Rate*

Transition. Como se puede comprobar $\frac{1 \times 10^{-4}}{1 \times 10^{-6}} = 100$ puntos.

La salida del módulo SIMCOUPLER que ha pasado por el bloque *Rate Transition* (ver Figura 4.9) al tener un tiempo de conmutación de $1e-4$ segundos consigue que a la

salida solo aparezcan diez puntos puesto que $\frac{1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-4}} = 10$ puntos. La señal de salida

del circuito con *Rate Transition* sale bien definida y acorde a lo esperado, tanto en PSIM (ver Figura 4.10) como en SIMULINK.

Se ve entonces que el bloque *Rate Transition* afecta directamente a la definición de las señales pudiendo permitir al usuario poder controlar el nivel de definición que desee en todas las señales del circuito con sólo dos bloques en vez de tener que introducir en cada uno de los bloques del sistema el tiempo de muestreo deseado. El uso de este bloque también afecta a la eficiencia en cuanto al tiempo de ejecución de la simulación haciendo que éste disminuya cuanto más complejo sea el circuito.



El tiempo de ejecución de la simulación del circuito SIN *Rate Transition* es:

$$T = 0.0727 \text{ segundos.} \quad (100)$$

El tiempo de ejecución de la simulación del circuito CON *Rate Transition* es:

$$T = 0.0619 \text{ segundos.} \quad (101)$$

Como se puede comprobar, el tiempo es 0.01 veces menor para el circuito con *Rate Transition* que para el que no lo tiene. Cuanto más complejo sea el circuito la diferencia se hace más notable ya que el hecho de no especificar tiempos de muestreo decelera la ejecución de la simulación. Lo comprobamos para nuestro inversor (ver Figura 4.11) y vemos que:

El tiempo de ejecución de la simulación del circuito SIN *Rate Transition* (ver Figura 4.11) es:

$$T = 5.5756 \text{ segundos.} \quad (102)$$

El tiempo de ejecución de la simulación del circuito CON *Rate Transition* (ver Figura 4.12) es:

$$T = 1.9964 \text{ segundos.} \quad (103)$$

Se comprueba que cuanto más complejo el circuito se incrementa la diferencia de tiempos de ejecución de la simulación. En este caso es cinco veces mayor el tiempo de ejecución del circuito sin *Rate Transition* que el que lo tiene.

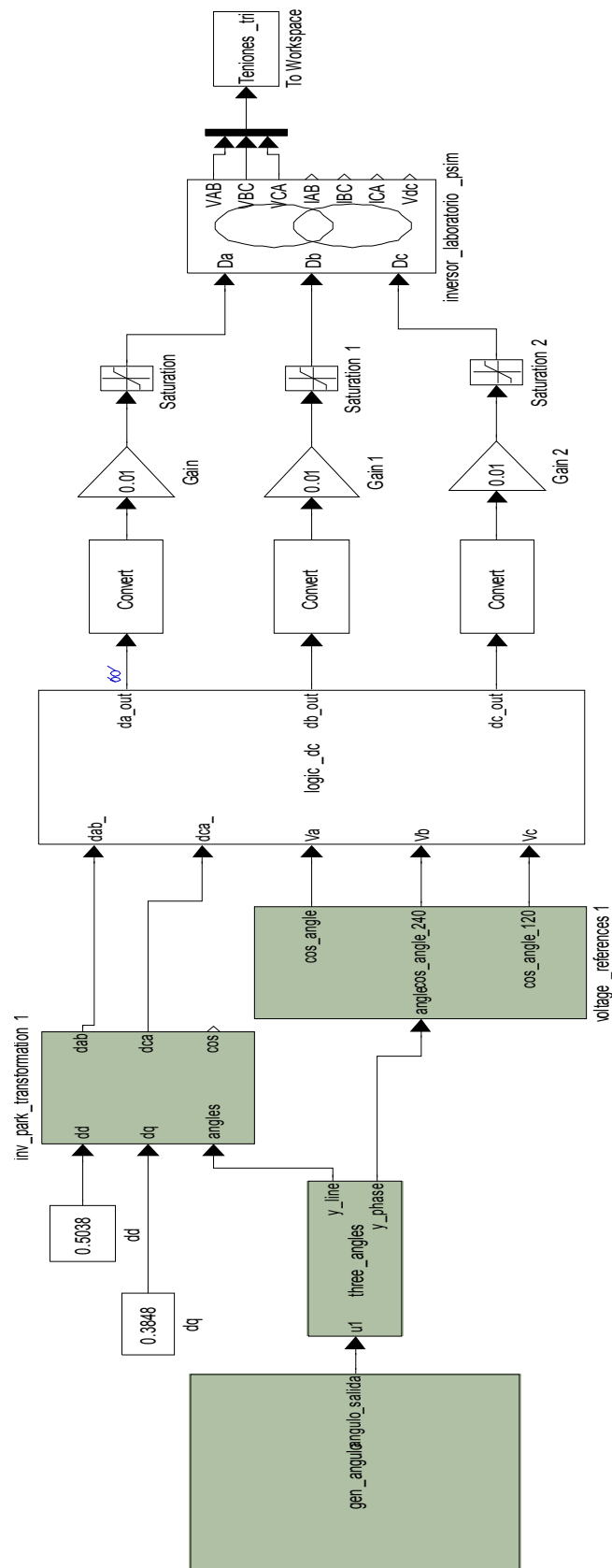


Figura 4.11. Inversor sin Rate Transition

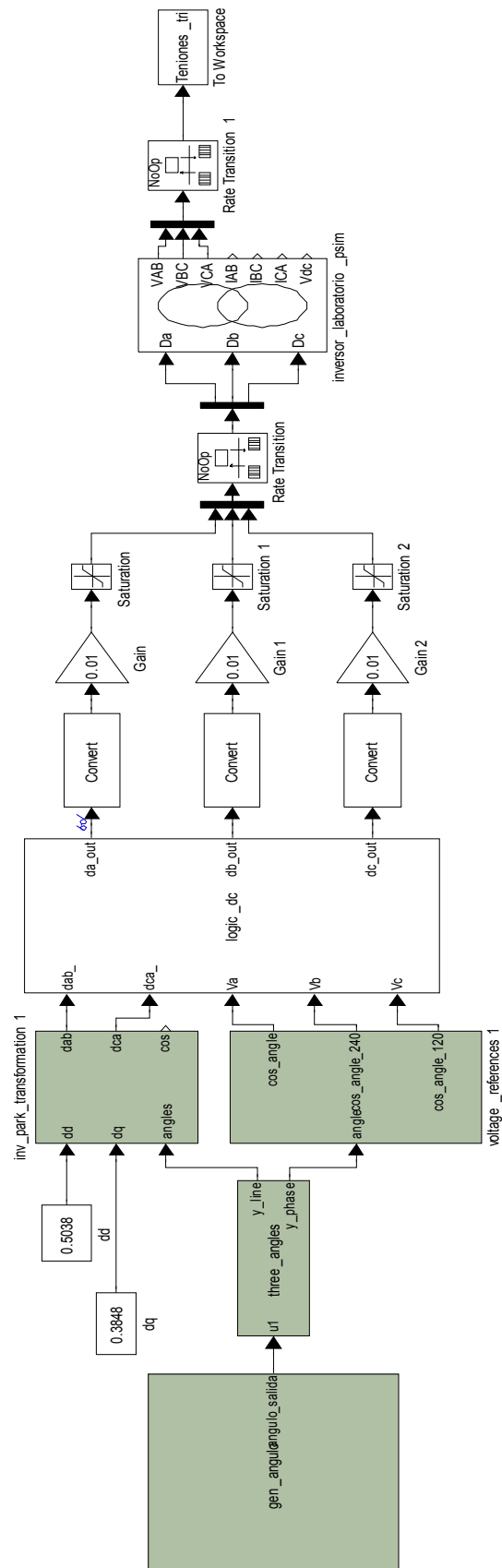


Figura 4.12. Inversor con *Rate Transition*

En resumen:

	t_{simul}	t_{m_ent}	t_{m_sal}	$t_{\text{ejec_simul}}$	Ventajas	Inconvenientes
Cto sencillo CON_RT	1e-3s	1e-6s	1e-4s	0.0619s	- Más rápido - Mejor definición de las señales	- Un poco más compleja la implementación
Cto sencillo SIN_RT	1e-3s	PD	PD	0.0727s	- Más sencilla la implementación	- Más lento - Peor definición en las señales
Inversor CON_RT	1e-3s	1e-6s	1e-4s	1.9964s	- Mas rápido - Mejor definición de las señales	- Un poco más compleja la implementación
Inversor SIN_RT	1e-3s	PD	PD	5.5756s	- Más sencilla la implementación	- Más lento - Peor definición en las señales

Tabla 4.1 Tabla comparativa

PD = Por defecto

t_{m_ent} = tiempo de muestreo a la entrada del módulo

t_{m_sal} = tiempo de muestreo a la salida del módulo

4.3 Control dq0

Se quiere generar la mayor potencia activa para inyectarla a la red. La potencia aparente S de un sistema es la suma vectorial de las potencias activa (P) y reactiva (Q) de la siguiente forma (ver Figura 4.13):

$$S = P + Qj \quad (104)$$

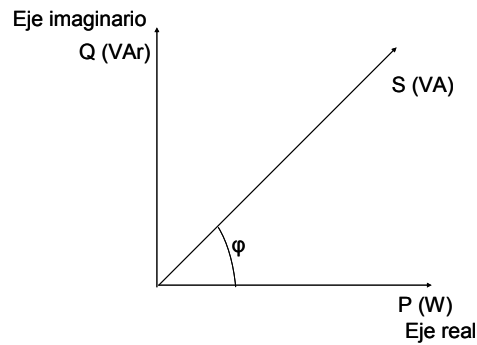
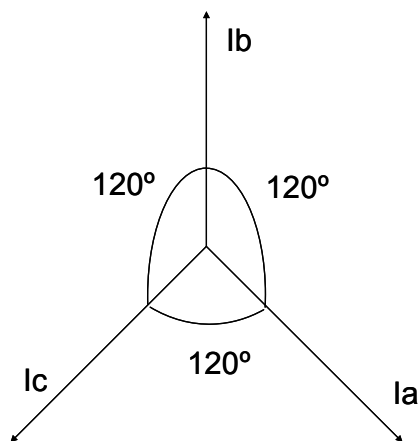


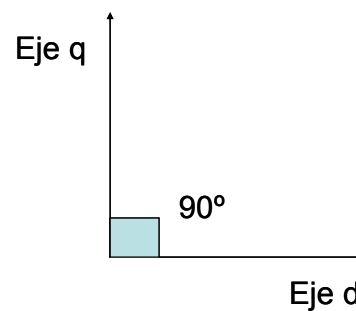
Figura 4.13. Diagrama vectorial de potencias

Como lo que interesa generar es la potencia activa, que es la que en la realidad solamente se entrega a la red, controlaremos los parámetros que la influyan. Hay que tener en cuenta además que el control es para potencias instantáneas y en por unidad.

La transformación de parámetros de coordenadas estáticas y trifásicas abc a coordenadas rotativas dq se hace para simplificar el proceso. En coordenadas dq , se representan las señales como en un sistema con coordenadas que tengan valores imaginarios. Así, el eje imaginario pasará a ser el *eje q* (cuadratura) y el real, el *eje d* (directo).



Ejes en coordenadas abc



Ejes en coordenadas dq

Figura 4.14. Representación de coordenadas abc y dq0

Si observamos las Figuras 4.13 y 4.14 (los ejes en coordenadas dq) se puede comprobar que la potencia reactiva instantánea q está en el *eje q* (cuadratura) y la potencia activa instantánea p (directo) en el *eje d*. Vemos entonces que:

$$p = S \cdot \cos \varphi = \frac{3}{2}(u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q) \quad (105)$$

$$q = S \cdot \sin \varphi = \frac{3}{2}(u_d \times i_d + u_q \times i_q) \quad (106)$$

Para que la potencia activa sea la máxima, los generadores fotovoltaicos tienen que trabajar con:

$$\cos \varphi = 1 \Rightarrow Q = 0 \Rightarrow (u_q \times i_q) = 0 \quad (107)$$

siendo en señales por unidad:

$$\begin{aligned} p &= 1 p.u \\ q &= 0 p.u \\ \cos \varphi &= 1 \end{aligned} \quad (108)$$

Por tanto las ecuaciones quedan:

$$p = \frac{3}{2}(u_d \cdot i_d) \quad (109)$$

$$q = \frac{3}{2}(u_d \times i_d) \quad (110)$$

Con la corriente I_d controlamos los términos de continua, es decir, la potencia activa del lado DC o la tensión de continua V_{dc} , mientras que con la corriente I_q controlamos la tensión de alterna V_{ac} o la potencia reactiva (ver Figura 4.15). La magnitud $\frac{3}{2}$ es un valor elegido para hacer coincidir las expresiones de potencia con la definición clásica de fasor bajo condiciones nominales de funcionamiento. Para estar en fase con la tensión de la red, debe cumplirse que $U_d=U_{red}$, y $U_q=0$.

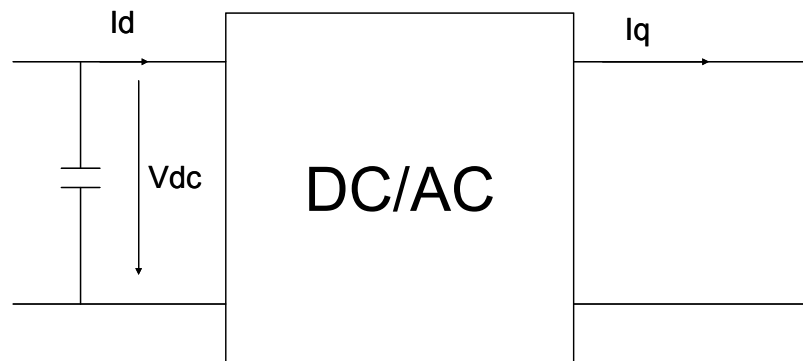


Figura 4.15. Sistema Inversor trifásico

En general en este tipo de controles se pretende realimentar las tensiones V_q y V_d . De esta forma se controlan las potencias directamente. Sin embargo, en este proyecto se ha propuesto realimentar los ciclos de trabajo que forman la PWM de entrada a los IGBT que forman el convertidor. De esta manera se controla la corriente I_d y por tanto la potencia activa. Un esquema general de este control [1] se puede ver en la Figura 4.16.

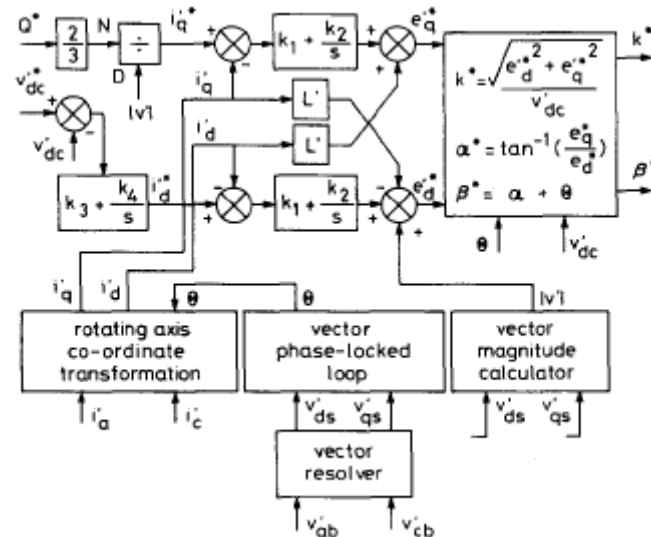


Figura 4.16. Esquema general de un control cruzado

Sabiendo que el control cruzado, como hemos explicado anteriormente, también se basa en comparar y controlar cada uno de los distintos parámetros, hemos implementado un modelo (Figura 4.17) del posible control.

La implementación de dicho control empieza desde las salidas del módulo SIMCOUPLER hacia la derecha, puesto que todo lo anterior está ya validado [3], así que será para nosotros como un bloque cerrado. Este módulo generará las tensiones y corrientes de línea del inversor trifásico y la tensión V_{dc} de continua de entrada del inversor.

Nuestro análisis será secuencial, nombrando y describiendo los diferentes bloques uno a uno, de forma ordenada.

Empezaremos como ya hemos dicho por los que están más cerca del módulo SIMCOUPLER, y acabaremos por las señales realimentadas D_d y D_q .

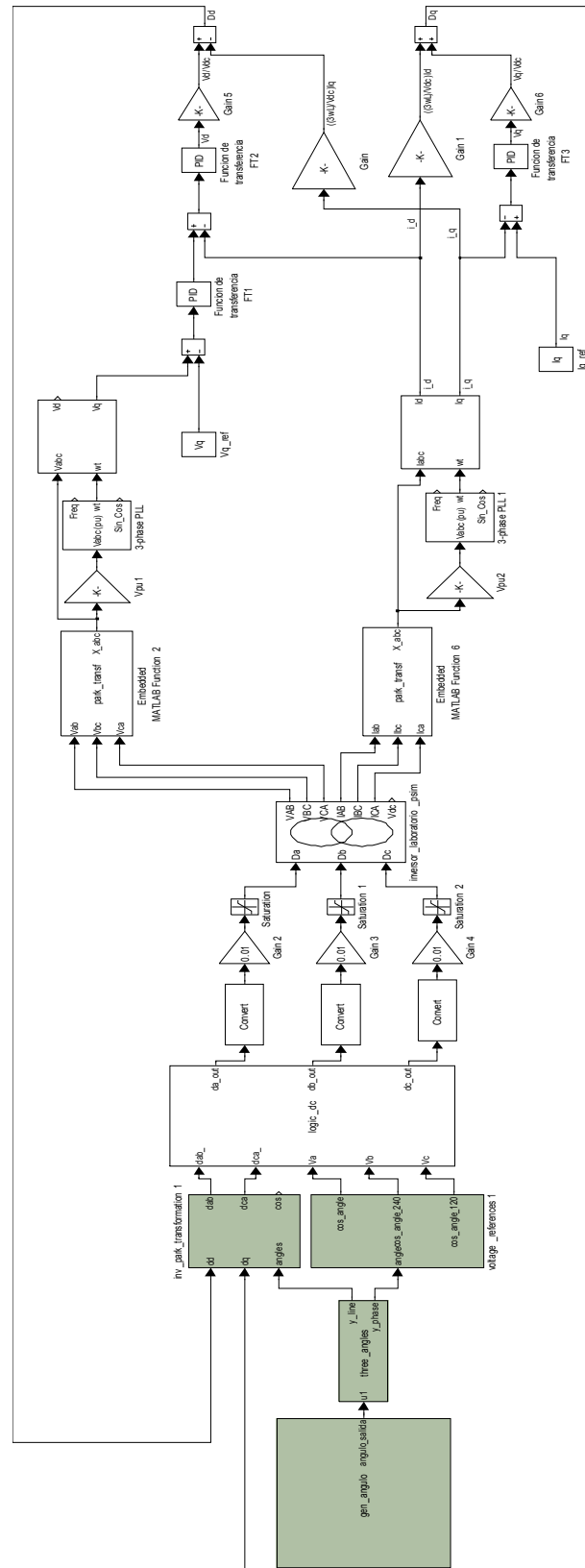


Figura 4.17. Implementación del control cruzado en SIMULINK

Inicialmente, para poder implementar el control deben analizarse las ecuaciones del inversor. Estas ecuaciones fueron obtenidas en el capítulo 3.

El control realimenta los ciclos de trabajo D_d y D_q de valor constante. Estos ciclos de trabajo se deducen despejando:

$$\bullet D_d V_{dc} + 3\omega L I_q = V_d \Rightarrow D_d = \frac{V_d - 3\omega L I_q}{V_{dc}} \Rightarrow D_d = \frac{V_d}{V_{dc}} - \frac{3\omega L I_q}{V_{dc}} \quad (111)$$

$$\bullet D_q V_{dc} - 3\omega L I_d = V_q \Rightarrow D_q = \frac{V_q + 3\omega L I_d}{V_{dc}} \Rightarrow D_q = \frac{V_q}{V_{dc}} + \frac{3\omega L I_d}{V_{dc}} \quad (112)$$

donde:

$$V_{dc} = 60 \text{ V}$$

$$L = 20 \text{E-3 H}$$

$$R = 30 \text{ Ohmios}$$

$$C = 30 \text{E-6 F}$$

$$\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ rads}^{-1} \quad (113)$$

De esta manera tenemos relacionados todos los parámetros en dos ecuaciones que formarán las dos ramas principales del control.

V_d y V_q se obtienen directamente del sub-circuito de transformación explicado a continuación. Se obtiene una relación entre D_d e I_q y D_q e I_d , respectivamente, para luego implementarla (ver Figura 4.18). Esta relación nos permite obtener los ciclos de trabajo reales en coordenadas dq.

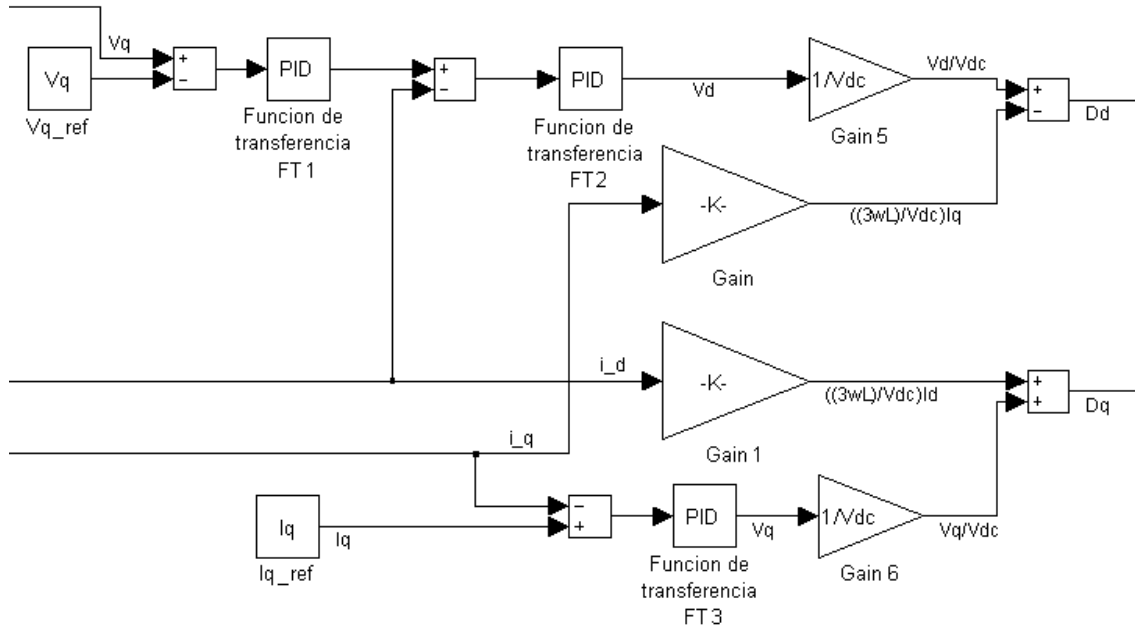


Figura 4.18. Circuito reducido de donde resultan los ciclos de trabajo reales D_d y D_q

Tanto las tensiones trifásicas de línea V_{AB} , V_{BC} y V_{CA} como las corrientes I_{AB} , I_{BC} e I_{CA} las transformamos a un único vector X_{abc} , con los bloques de MATLAB “Embedded MATLAB Function” donde se puede programar dicha transformación. La transformación es necesaria para el bloque “3-phase PLL”, que exige como entrada las señales trifásicas en forma de un solo vector.

Para convertir las coordenadas de abc que tenemos a la salida del módulo SIMCOUPLER a coordenadas dq, necesitamos el ángulo ωt de la matriz de transformación. Para ello nos valemos del bloque “3-phase PLL” de la librería de SIMULINK que requiere tensiones o corrientes por unidad. Usaremos un bloque para la tensión y otro para la intensidad.

Para convertir cada señal real en señal por unidad utilizamos el bloque “Gain” que nos permite hacer las operaciones pertinentes. La relación entre las señales reales y las por unidad es:

- Para las tensiones:

$$V(pu) = \frac{1}{V_B \sqrt{\frac{2}{3}}} \cdot V_{real} \quad (114)$$

- Para las corrientes:

$$I(pu) = \frac{1}{I_B} \cdot I_{real} \quad (115)$$

donde:

$$V_B = 30 \text{ V}$$

$$I_B = 1 \text{ A} \quad (116)$$

Estas señales de tensión y corriente de base las hemos elegido de manera que tienen los mismos valores que la tensión y corriente de línea del inversor.

Al tener ya el ángulo de la transformada se añaden al sistema dos sub-circuitos de transformación dq0 que convierten las entradas de tensión e intensidad de coordenadas abc a coordenadas dq. Conseguimos así las tensiones V_d y V_q y las intensidades I_d e I_q .

A partir de ahí se van comparando los parámetros y controlándolos en cadena hasta obtener D_d y D_q , que son los ciclos de trabajo a realimentar.

Si no funcionase este modelo directamente, se debería hacer un estudio centrándose en un solo ciclo de trabajo. Se ha elegido plantearlo de D_d primero, anulando la I_{q_ref} y poniendo un valor fijo que asegura el buen funcionamiento del inversor en la entrada D_q (ver Figura 4.19). De esta manera anulamos el eje q y por tanto se controla única y exclusivamente la I_d .

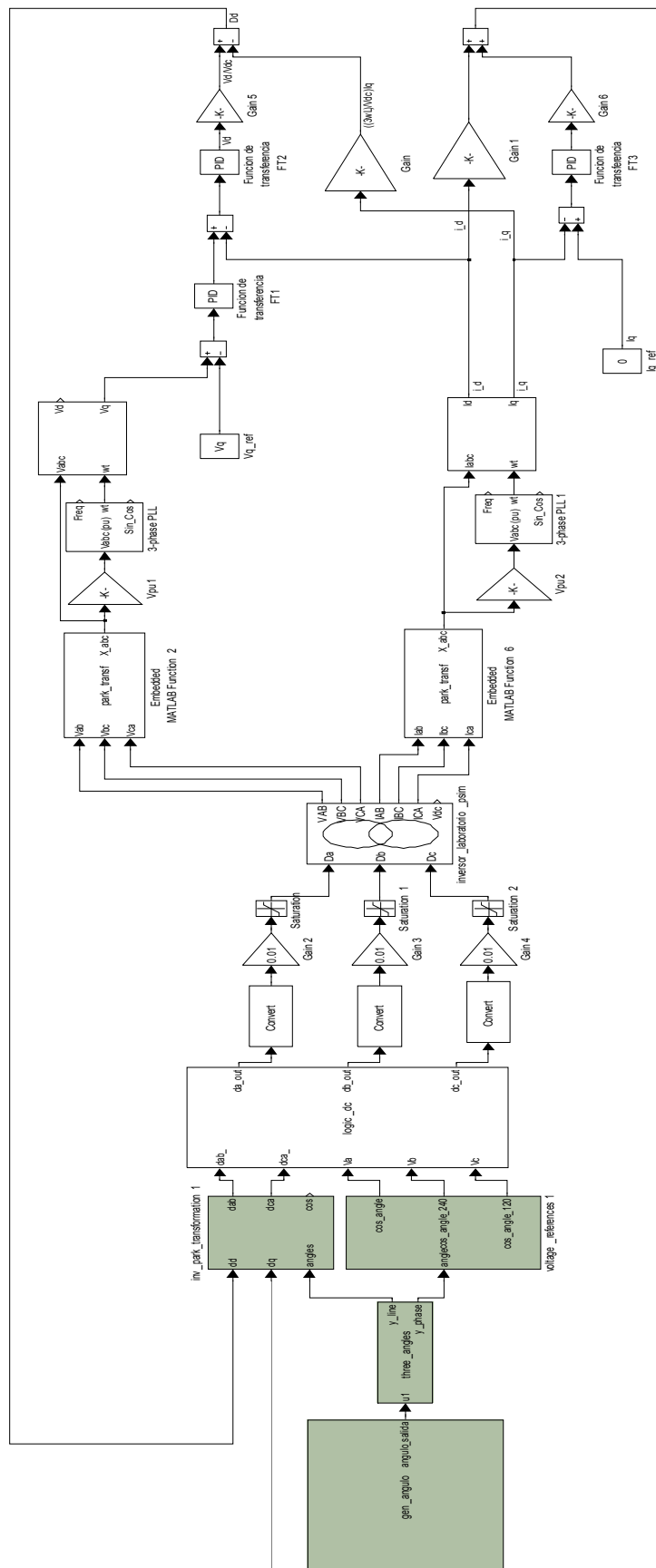


Figura 4.19. Control cruzado para un solo ciclo de trabajo D_d

4.3.1 Código MATLAB

En el bloque de “Embedded MATLAB Function” de entrada las tensiones, se crea el código que convierte las tres señales de entrada V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} en un vector X_{abc} que las une.

```
function X_abc= park_transf(Vab,Vbc,Vca)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB
language.
% See the help menu for details.
X_abc=[ Vab;Vbc;Vca];
```

En el bloque de “Embedded MATLAB Function” de entrada las corrientes, se crea el código que convierte las tres señales de entrada I_{ab} , I_{bc} e I_{ca} en un vector X_{abc} que las une.

```
function X_abc= park_transf(Iab,Ibc,Ica)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB
language.
% See the help menu for details.
X_abc=[ Iab;Ibc;Ica];
```

4.3.2 Sub-sistemas

En los subsistemas de transformación de coordenadas abc-dq introducimos la matriz de transformación (ver Figura 4.20).

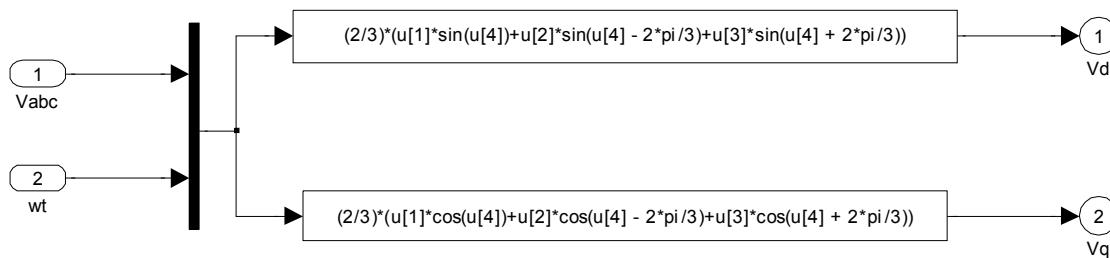


Figura 4.20. Subsistema para la transformación de coordenadas

Para las corrientes es exactamente igual pero con señal de entrada I_{abc} , y por tanto se obtiene I_d e I_q .

4.4 Controladores PID para el control

El controlador PID (Proporcional, Integral y Derivativo), de lejos, es el algoritmo de control más común. Numerosos lazos de control utilizan este algoritmo. Puede ser implementado de diferentes maneras: como controlador individual, como parte de un paquete de control digital directo o como parte de un sistema de control distribuido. Su estudio puede ser abordado desde múltiples puntos de vista. La expresión genérica de un PID es la siguiente:

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (117)$$

donde $u(t)$ es la variable de control y $e(t)$ es el error de control dado por la diferencia entre la señal de referencia y la salida del sistema realimentado. Según (108), la variable de control es una suma de tres términos: el término K, que es proporcional al error; el término I, que es proporcional a la integral del error; y el término D, que es proporcional a la derivada del error. Los 3 parámetros que los definen son: la ganancia proporcional K, el tiempo integral T_i y el tiempo derivativo T_d .

También se puede expresar en función de los parámetros K_p K_i K_d en Laplace:

$$u(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (118)$$

Es un controlador que puede hacer que el error en estado estacionario entre la señal de referencia y la señal de salida sea cero, siendo la acción integral la encargada de realizar esta tarea. Además, el controlador posee la capacidad de anticipar el futuro a través de la acción derivativa. La acción proporcional afecta a la rapidez sobre la salida del proceso.

Los controladores PID son suficientes para resolver el problema de control de muchas aplicaciones en la industria, particularmente cuando la dinámica del proceso lo permite (en general procesos que pueden ser descritos por dinámicas de primer y segundo orden), y los requerimientos de desempeño son modestos, generalmente limitados a

especificaciones del comportamiento del error en estado estacionario y una rápida respuesta a cambios en la señal de referencia.

Los PID servirán para controlar los distintos parámetros del control (ver Figura 4.16) y así obtener los ciclos de trabajo a realimentar. La metodología utilizada para comprobar su buen funcionamiento o validación es la siguiente:

Se construye un circuito muy sencillo (ver Figura 4.21) que consta de una entrada al PID, el propio PID (K_d , K_i y K_p) y la función de transferencia que relaciona los parámetros que interesa controlar.

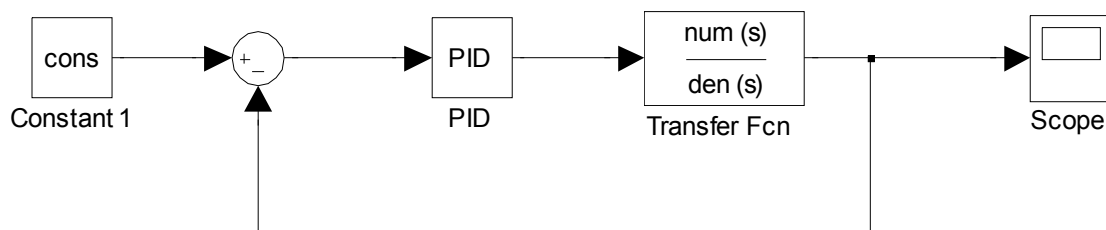


Figura 4.21. Sistema validación PID

Se comprueba si la salida (representada en el bloque *Scope*) es similar a la señal constante introducida al circuito del bloque *Constant 1*, si lo es, entonces el PID funciona bien, si no, los parámetros del PID son incorrectos.

5 Seguidores del punto de máxima potencia (MPPT)

A menudo las plantas fotovoltaicas se emplean para alimentar una carga concreta y en esos casos, suponiendo un convertidor de potencia sin pérdidas, maximizar la potencia obtenida de la planta equivale a maximizar la potencia consumida por dicha carga.

Como el punto de máxima potencia, MPP, no suele coincidir con el punto de trabajo, es necesario acoplar la carga resistiva, baterías y consumo, al panel FV. Para ello se utiliza el algoritmo de control llamado Seguidor del Punto de Máxima Potencia o MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) que obtendrá el máximo aprovechamiento de energía fotovoltaica.

Las condiciones del entorno (temperatura e irradiancia) y las variaciones de la carga conectada al sistema, hacen que la potencia suministrada del generador fotovoltaico varíe. Por tanto es aconsejable establecer algoritmos de control del ciclo de trabajo que permitan extraer la máxima potencia posible del generador fotovoltaico para cualquier condición, ya sea de temperatura, irradiancia o carga.

En el caso de fuentes de tensión, maximizar la potencia implica maximizar la intensidad consumida i_{out} , en el caso de una fuente de intensidad la potencia se maximiza maximizando la tensión v_{out} y en el resto de los casos se puede usar cualquiera de los dos (ver Figura 5.1).

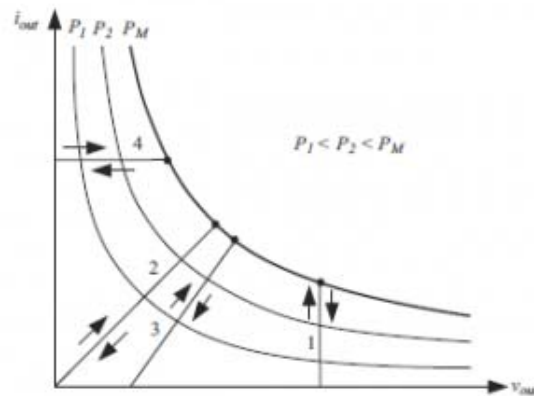


Figura 5.1 Gráfica que relaciona corriente, tensión y potencia de las células.

El objetivo de este algoritmo es ajustar el punto de trabajo de operación del generador fotovoltaico para que éste se corresponda con el punto de máxima potencia (MPP).

Existen diferentes clasificaciones de los métodos según su funcionamiento:

- Control directo
 - Métodos de muestreo
 - Tensión realimentada
 - Perturbación y Observación
 - Métodos por modulación
 - Conductancia Incremental
 - Lógica Difusa (*fuzzy*)
- Control indirecto
 - Curva de ajuste
 - Tensión a circuito abierto del generador fotovoltaico
 - Corriente de cortocircuito del generador

Los seguidores de máxima potencia consiguen acoplar la carga resistiva, las baterías y el consumo necesarios aunque el punto de máxima potencia y el punto de trabajo no coincidan.

El ajuste o aproximación se realiza variando la impedancia del panel hasta que se alcance el punto en el que la potencia demandada es igual a la entregada. El dispositivo que integra el *MPPT* es un convertidor CC/CC.

Se hará un planteamiento de los diferentes seguidores analizando su funcionamiento, sus ventajas e inconvenientes.

5.1 Control Directo

Los métodos de control directo emplean medidas de tensión y corriente de entrada o salida de las que se obtiene el punto de operación óptimo, teniendo en cuenta las variaciones en el punto de operación del generador fotovoltaico.

Al ser estos algoritmos independientes de la radiación y la temperatura lo son a priori, de la característica del generador fotovoltaico.

Estos métodos no requieren una gran base de datos ya que su seguimiento del punto de máxima potencia es independiente del generador. Sin embargo necesitan la medición de la tensión y la corriente.

5.1.1 Métodos de Muestreo

En los métodos de muestreo se realizan las medidas de tensión y corriente del generador fotovoltaico para después decidir la evolución del valor del punto de máxima potencia o *MPP* (Maximum Power Point) y según como sea, el control toma la decisión dependiendo del punto de operación. Un ajuste apropiado del valor máximo de tensión (*MPP*) permite obtener un valor ajustado que oscila alrededor del mismo. Estas oscilaciones son debidas a la realimentación utilizada en el control.

5.1.1.1 Tensión realimentada

Este método utiliza un convertidor CC/CC que ajusta la tensión del panel a la de la carga. Se compara la tensión con una de referencia (de funcionamiento óptimo) y se ajusta la tensión del panel a la de la carga.

Es posible hacer un seguimiento del MPP si se realimenta una única medida que se maximiza (tensión o intensidad) y que permite la utilización de un único sensor en el lado de la carga. Esto es debido a la facilidad de obtener directamente la pendiente de

la curva P-V o P-I con el uso de las DSPs o micro-controladores. Esta obtención es determinante para el funcionamiento de este método.

▪ Sus ventajas son:

- Es simple y económico utilizando un único lazo de control y sin poder estar conectada a ninguna batería.
- Alcanzan el punto de máxima potencia consumida por la carga que no tiene por qué coincidir exactamente con el MPP que la planta puede ceder.
- Existen muchas posibles variantes de este método directo que han mostrado buenos resultados llegando a converger algunas en centésimas de segundo

▪ Sus inconvenientes son:

- No considera efectos de temperatura ni cambios de irradiancia, por tanto no es adecuado para condiciones cambiantes.

5.1.1.2 Perturbación y observación

Este método utiliza los cambios de tensión e intensidad para determinar el sentido de la perturbación y establece como criterio que la potencia sea constante.

$$\frac{dP}{dV} = 0$$

▪ Sus ventajas son:

- Implementación fácil
- Coste computacional bajo

▪ Sus inconvenientes son:

- Oscila alrededor del punto de máxima potencia (MPP)
- No tiene buena respuesta a longitudes de onda (λ) muy grandes

- No es sensible a cambios bruscos de irradiancia. No percibe los cambios en días con nubes y claros.

5.1.2 Métodos por modulación

Los métodos de modulación son métodos de oscilación forzada. La particularidad es que se le añaden más oscilaciones a la oscilación del método anterior debido a la realimentación del lazo de control. Esto permite añadir estrategias de control.

5.1.2.1 Conductancia incremental

Este método busca el punto de máxima potencia (MPP) mediante la medición de la conductancia siendo ésta incremental e instantánea en paneles solares.

Este método tiene como criterio que en el punto de máxima potencia (MPP) la potencia es constante. A su izquierda la potencia será entonces positiva, y negativa a su derecha.

- Sus ventajas son:
 - No oscila alrededor del punto de máxima potencia (PMP)
- Sus inconvenientes son:
 - Tiene una mayor complejidad que otros y un mayor coste computacional
 - El inconveniente principal es la oscilación del punto de trabajo alrededor del verdadero MPP.

5.1.2.2 Lógica difusa (*fuzzy*)

El control por lógica difusa consta de tres etapas:

- 1) Ambigüedad: En la que las entradas son convertidas de valores numéricos a valores “difusos” o niveles como: “*muy alto*”, “*alto*”, “*medio*”, “*bajo*” y “*muy bajo*”.
- 2) Búsqueda en tabla: Se selecciona un valor difuso de la salida correspondiente a los valores difusos de las entradas.
- 3) No ambigüedad: Donde se convierte el valor difuso de la salida en una salida numérica.

En el MPPT, las entradas para este tipo de control suelen consistir en una señal de error E y una variación del error ΔE . Este tipo de control es, por tanto, compatible con otros métodos que se han visto ya, en función de la variable que se elija como error de entrada.

Las funciones de pertenencia utilizadas para la ambigüedad o no ambigüedad de cada una de las entradas y de las salidas pueden ser distintas y tanto simétricas como asimétricas, según convenga. Para implementar este método es necesario que se elijan los valores límite de las funciones de pertenencia así como los niveles de salida de la tabla de control difuso. Para eso es necesario tener un cierto conocimiento empírico sobre el comportamiento de la planta.

- Sus ventajas son:
 - Buena capacidad de respuesta ante condiciones meteorológicas cambiantes, aunque su efectividad depende de la buena elección de los valores de la tabla de control y de las funciones de pertenencia. Por otro lado, existen métodos que reajustan constantemente dichos valores para conseguir un comportamiento óptimo.
 - No necesita un modelo matemático preciso.
 - Admite comportamiento no lineal
 - Funciona con entradas poco precisas.

El uso de un micro-controlador hace posible realizar el MPP con técnicas de control mediante lógica difusa.

5.2 Control indirecto

Los métodos de control indirecto se basan en dos tipos de uso:

- De bases de datos: incluyen parámetros tales como curvas de funcionamiento del generador fotovoltaico para distintas radiaciones y temperaturas.
- De funciones matemáticas: obtenidas a partir de datos empíricos.

Estos métodos no tienen una buena exactitud ya que no trabajan con valores reales, sino comparando las medidas con las de una tabla. Sin embargo, no son sensibles a cambios bruscos de las condiciones ambientales.

5.2.1 Ajuste de curva

Muestrea los valores de tensión y corriente del panel fotovoltaico y determina la potencia con estos valores. Ajusta además, las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} P &= aV^3 + bV^2 + cV + d \\ P &= aV^2 + bV + c \end{aligned} \tag{119}$$

donde a, b, c y d son parámetros empíricos.

5.2.2 Tensión a circuito abierto del generador fotovoltaico

Este método se basa en la característica de los paneles fotovoltaicos de que la tensión del MPP, para cualquier nivel de irradiancia y temperatura, es una fracción aproximadamente constante de la tensión de circuito abierto.

$$V_{MPP} \approx k_1 V_{CA} \tag{120}$$

donde:

$$0.71 < k_1 < 0.78$$

que debe ser estimado mediante ensayo anteriormente al uso de la planta. Este valor nos permitirá seleccionar el punto de operación a partir de la tensión de circuito abierto V_{CA} .

Este método exige que se desconecte el convertidor de potencia periódicamente durante unos instantes para medir la tensión de circuito abierto. Esto produce pérdidas temporales que reducen la eficacia del control. Una alternativa a la desconexión de toda la planta sería tener una única célula de referencia que sirviera para medir la tensión de circuito abierto. Habría que tener especial cuidado en la elección de la misma puesto que es un modelo que es representativo de los demás.

El rendimiento se ve reducido debido a las pérdidas ocasionadas por la necesidad de desconectar la planta y por la aproximación de la ecuación (117) por lo que el MPP

nunca se sigue con exactitud. Además, en el caso de que hubiese una sombra parcial, el parámetro k_1 dejaría de ser válido. Existen implementaciones que realizan barridos periódicos de las tensiones que actualizan dichos valores para solucionar este problema. Aún así, esto conlleva también una cierta pérdida de potencia.

5.2.3 Corriente de cortocircuito del generador

La intensidad del MPP tiene una relación aproximadamente lineal con la intensidad de cortocircuito para distintas condiciones climáticas.

$$I_{MPP} \approx k_1 I_{CC} \quad (121)$$

donde:

$$0.78 < k < 0.92$$

Este valor nos permite seleccionar el punto de operación a partir de la intensidad de cortocircuito, que debe ser estimado antes del uso de la planta. El problema de esta técnica es el hecho de que es necesario medir la corriente de cortocircuito para adaptar el punto de funcionamiento en cada instante.

El control se hace cortocircuitando la célula habitualmente para calcular la corriente de cortocircuito, añadiendo un interruptor o bien utilizando el propio convertidor *boost*.

El gran inconveniente es que la potencia disminuye debido al cortocircuito de la planta y por el hecho de hacer aproximaciones. Esto conlleva una pérdida en la exactitud de seguimiento del MPP.

5.3 Ejemplos

Haremos dos ejemplos que sirvan como modelo para ver la metodología del funcionamiento de los seguidores de máxima potencia. Especificaremos su comportamiento de forma teórica para luego hacer su diagrama de flujo. Hemos escogido estos dos por ser los más utilizados en el mercado.

5.3.1 Perturbación y observación

Este algoritmo presenta una estructura simple. Su modo de operar es perturbando periódicamente (incrementando o decrementando) la tensión del panel fotovoltaico y monitorizar la potencia resultante utilizando el ciclo de trabajo.

El funcionamiento se basa en la comparación de potencias y como consecuencia de ésta, la acción en tensiones. Las muestras del voltaje del panel solar permiten ubicar el punto de operación y así encontrar el MPP. Se pueden describir los dos condicionantes del comportamiento de una forma global como:

- **Caso1:** $\Delta P = P(k) - P(K - 1) > 0$:

Si la potencia medida es mayor que la medida en la muestra anterior la perturbación continúa en la misma dirección ($V \rightarrow$).

- **Caso2:** $\Delta P = P(k) - P(K - 1) < 0$:

Si la potencia medida es menor, la perturbación irá en sentido contrario al del ciclo anterior ($V \leftarrow$).

- **Caso3:** $\Delta P = P(k) - P(K - 1) = 0$:

Estaremos en el punto de máxima potencia (MPP).

La potencia es uno de los factores que afectan a la decisión de control pero también ésta depende de la tensión de salida. De esta manera, la potencia y la tensión son dependientes y funcionan de manera secuencial: cuando se ha comprobado la potencia se pasa a comprobar la tensión. El funcionamiento será entonces:

Para el Caso1, donde el incremento de la potencia es mayor que cero ($\Delta P > 0$):

- Si $\Delta V = V(k) - V(K - 1) > 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico también positivo, la acción de control será disminuir el ciclo de trabajo ($\downarrow D$) de forma que siga

aumentando la tensión de salida ($\uparrow V$) del panel solar hasta que alcancemos el punto MPP, como se representa en la Figura 5.2.

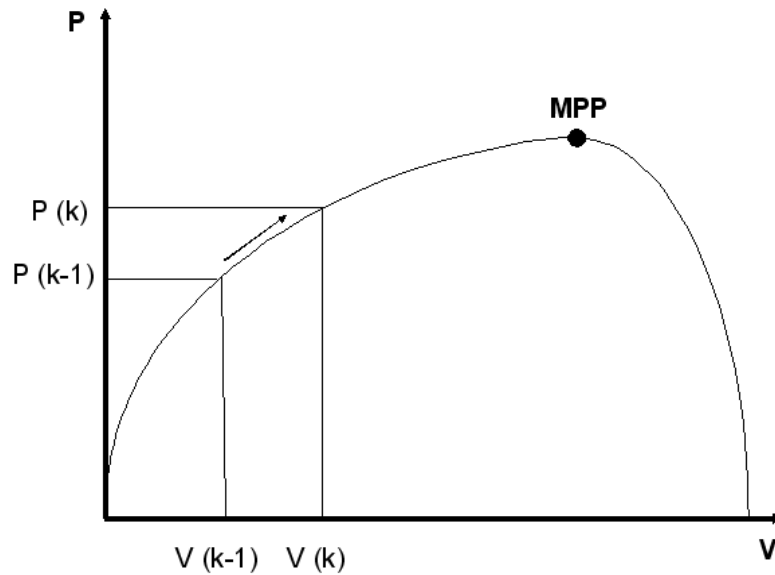


Figura 5.2. Gráfica que relaciona P-V

- Si $\Delta V = V(k) - V(k-1) < 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico negativo, la acción de control será aumentar el ciclo de trabajo ($\uparrow D$) de forma que disminuya la tensión de salida ($\downarrow V$) del panel solar hasta que alcancemos el punto MPP, como se representa en la Figura 5.3.

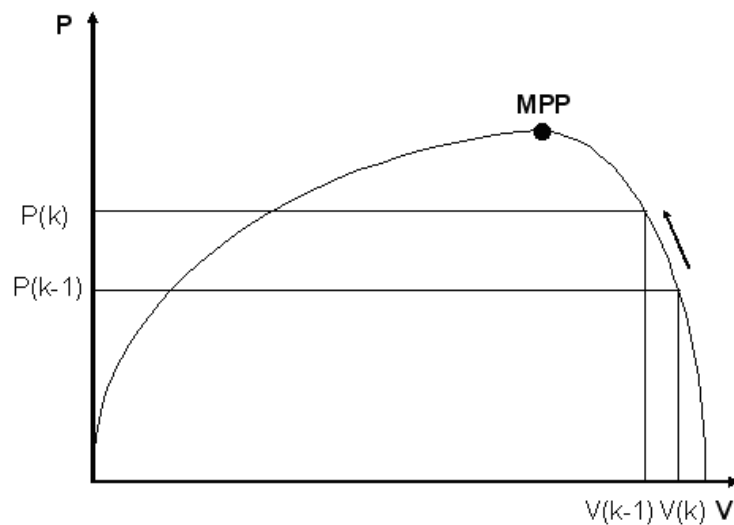


Figura 5.3. Gráfica que relaciona P-V

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) = 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico igual a cero, la acción de control será mantener el ciclo de trabajo, ya que estaremos en el MPP.

Para el Caso2, donde el incremento de la potencia es menor que cero ($\Delta P < 0$):

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) > 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico positivo, la acción de control será aumentar el ciclo de trabajo ($\uparrow D$) de forma que disminuya la tensión de salida ($\downarrow V$) del panel solar hasta que alcancemos el punto MPP, como se muestra en la Figura 5.4.

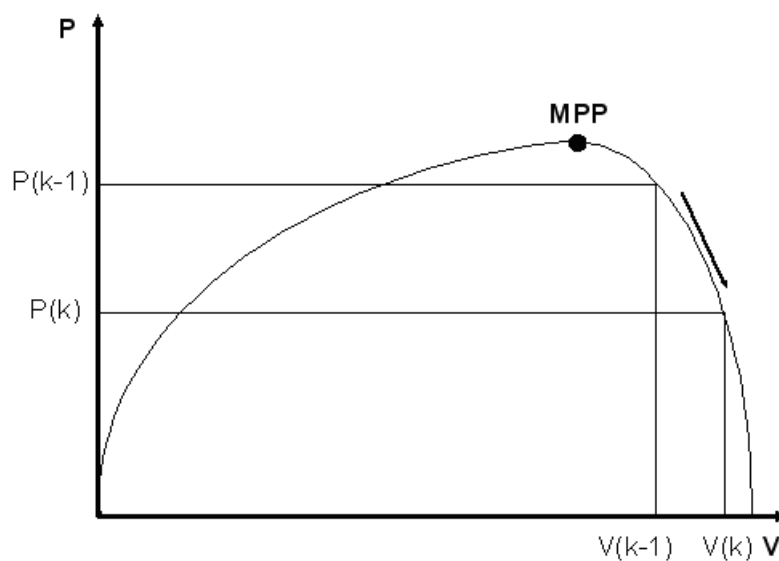


Figura 5.4. Gráfica que relaciona P-V

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) < 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico negativo, la acción de control será disminuir el ciclo de trabajo ($\downarrow D$) de forma que aumente la tensión de salida ($\uparrow V$) del panel solar hasta que alcancemos el punto MPP, como se muestra en la Figura 5.5.

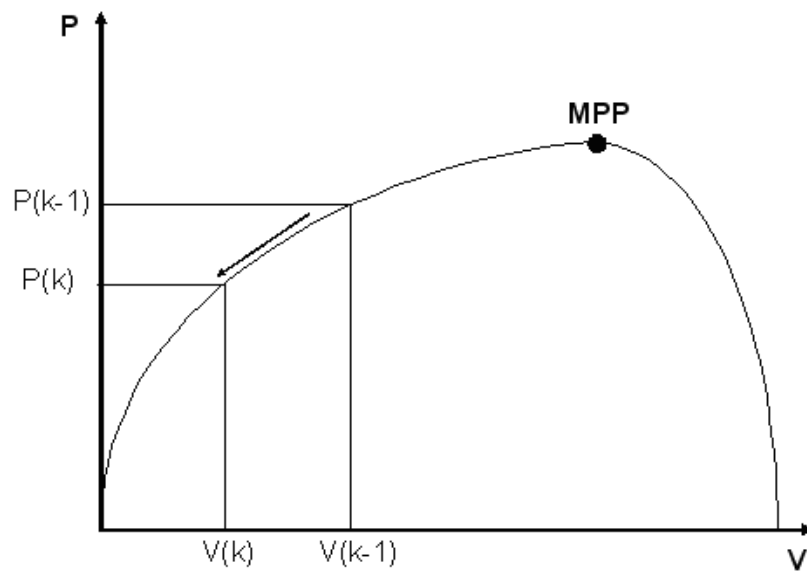


Figura 5.5. Gráfica que relaciona P-V

- Si $\Delta V = V(k) - V(k-1) = 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico igual a cero, la acción de control será mantener el ciclo de trabajo ya que estaremos en el MPP.

Después de todo el proceso, una vez alcanzado el punto de máxima potencia (MPP), el algoritmo oscilará alrededor de ese valor óptimo V_{opt} .

El diagrama de flujo creado en la aplicación STATEFLOW de MATLAB se representa en la Figura 5.6.

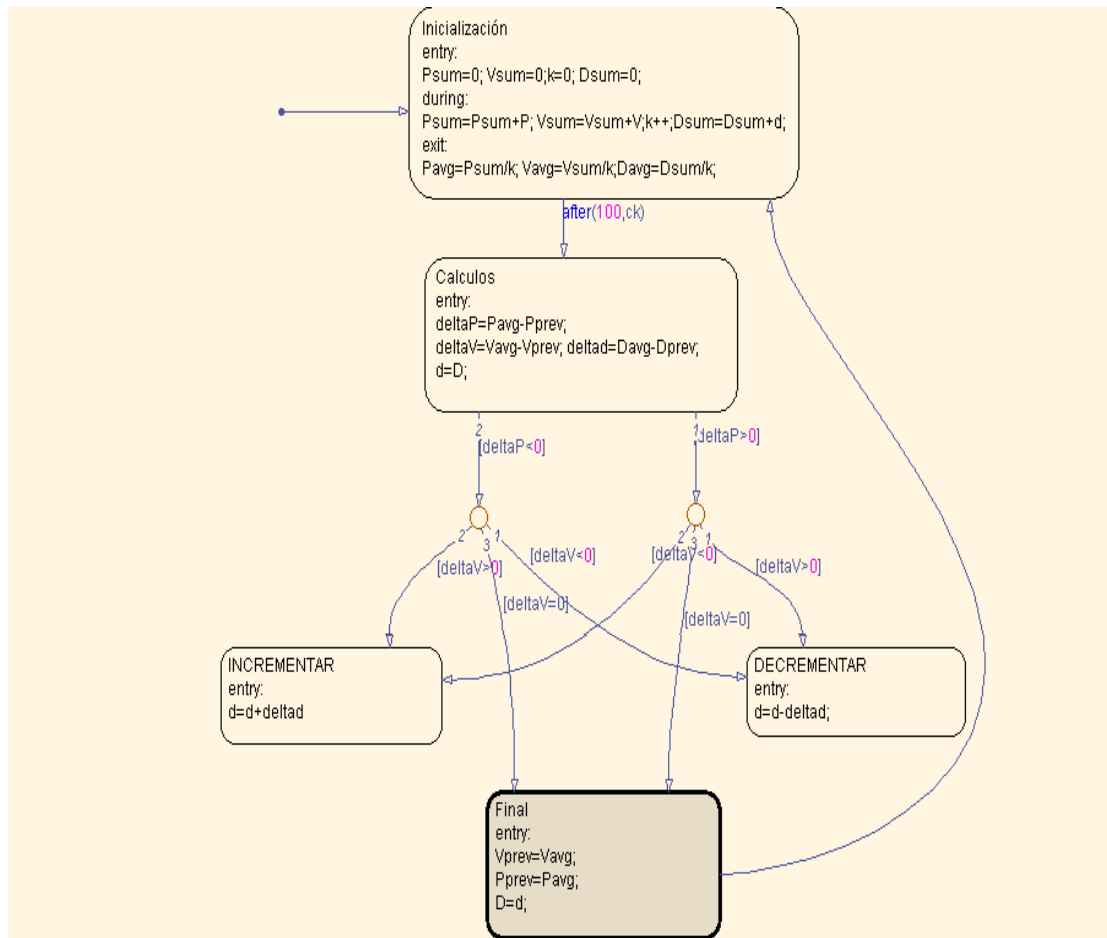


Figura 5.6. Diagrama de flujo del método P&O

La implementación del seguidor Perturbación y observación (P&O) requiere de dos sensores de tensión e intensidad. A partir de ellos se calcula la potencia. Lo más adecuado para implementarlos es mediante el uso de DSPs o microcomputadores de control.

5.3.2 Conductancia incremental

Este método se basa en el criterio de que la potencia en el punto de máxima potencia (MPP) es constante y en la conductancia, que es la facilidad de un objeto para conducir corriente eléctrica entre dos puntos [4]. Conociendo esta relación se deduce que:

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ en el MPP.} \quad (113)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \text{ a la izquierda del MPP} \quad (114)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \text{ a la derecha del MPP} \quad (115)$$

Entonces aplicando el siguiente algoritmo deducimos la conductancia del panel fotovoltaico:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} = \frac{-I}{V} \quad (116)$$

donde:

$\frac{dI}{dV}$ representa el incremento de la conductancia o cambio instantáneo.

$\frac{I}{V}$ representa la conductancia en un instante de tiempo.

Podemos escribir:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{-I}{V}, \text{ en el MPP.} \quad (117)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{-I}{V}, \text{ a la izquierda del MPP} \quad (118)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{-I}{V}, \text{ a la derecha del MPP} \quad (119)$$

La comparación de los valores resultantes de la medición en el panel fotovoltaico de la conductancia nos da información sobre la posición en la que se está operando en ese instante respecto al MPP. El funcionamiento se divide en seis casos excluyentes unos de otros:

$$- \quad \text{Si } \Delta V = V(k) - V(K-1) \neq 0 \text{ y } \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{-I}{V} :$$

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico diferente de cero y el incremento de la conductancia igual al valor en ese instante de la misma, la

acción de control será mantener la tensión de referencia ($V_{ref} \rightarrow$) ya que estaremos en el MPP.

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) \neq 0$ y $\frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{-I}{V}$, es decir si $\frac{dP}{dV} > 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico diferente de cero y el incremento de la conductancia mayor que el valor en un instante de la misma, la acción de control será aumentar la tensión de referencia ($V_{ref} \uparrow$) hasta que alcancemos el punto MPP que se muestra en la Figura 5.7.

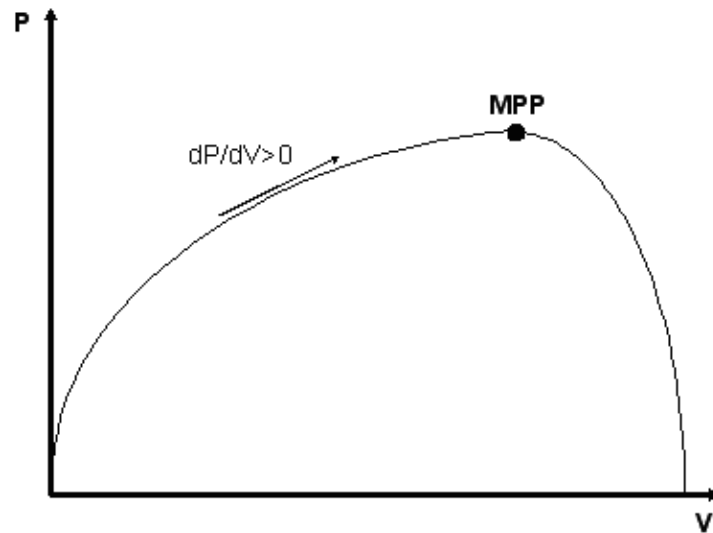


Figura 5.7. Gráfica que relaciona P -V

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) \neq 0$ y $\frac{\Delta I}{\Delta V} < \frac{-I}{V}$, es decir si $\frac{dP}{dV} < 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico diferente de cero y el incremento de la conductancia menor que el valor en ese instante de la misma, la acción de control será disminuir la tensión de referencia ($V_{ref} \downarrow$) hasta que alcancemos el punto MPP, como se muestra en la Figura 5.8.

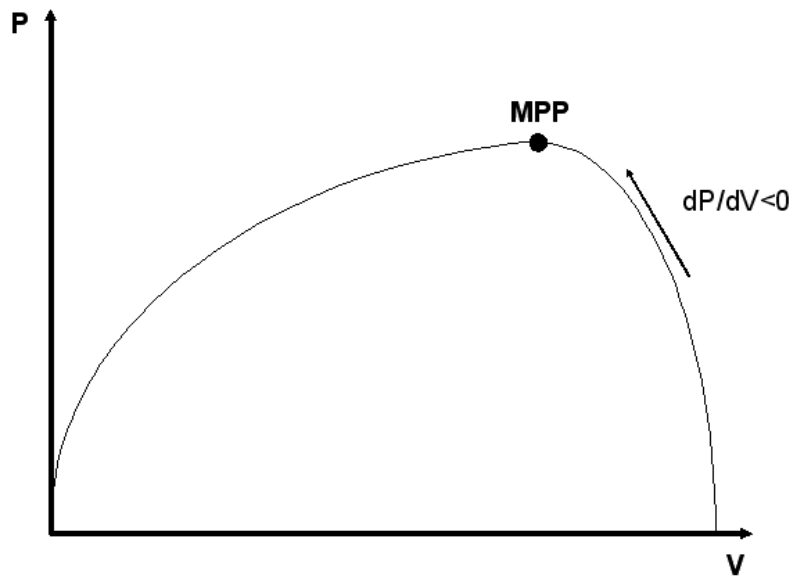


Figura 5.8. Gráfica que relaciona P -V

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) = 0$ e $\Delta I = I(k) - I(K-1) = 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico y el incremento de la conductancia igual a cero, la acción de control será mantener la tensión de referencia ($V_{ref} \rightarrow$) ya que estaremos en el MPP.

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) = 0$ e $\Delta I = I(k) - I(K-1) > 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico igual a cero y el incremento de la conductancia mayor que el valor en ese instante de la misma, la acción de control será aumentar la tensión de referencia ($V_{ref} \uparrow$) hasta que alcancemos el punto MPP, como se muestra en la Figura 5.9.

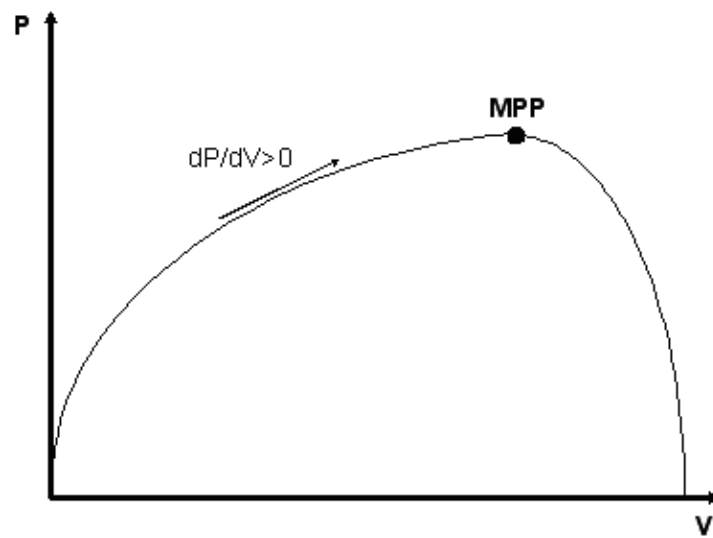


Figura 5.9. Gráfica que relaciona P -V

- Si $\Delta V = V(k) - V(K-1) = 0$ e $\Delta I = I(k) - I(K-1) < 0$:

Al ser el incremento de la tensión de salida del generador fotovoltaico igual a cero y el incremento de la conductancia menor que el valor en ese instante de la misma, la acción de control será disminuir la tensión de referencia ($V_{ref} \downarrow$) hasta que alcancemos el punto MPP, como se muestra en la Figura 5.10.

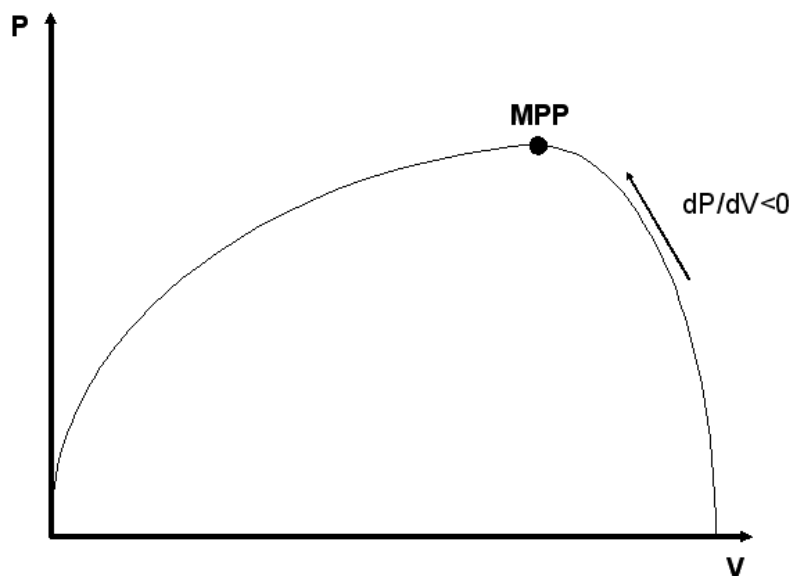


Figura 5.10. Gráfica que relaciona P -V

El diagrama de flujo creado en la aplicación STATEFLOW de MATLAB se representa en la Figura 5.11.

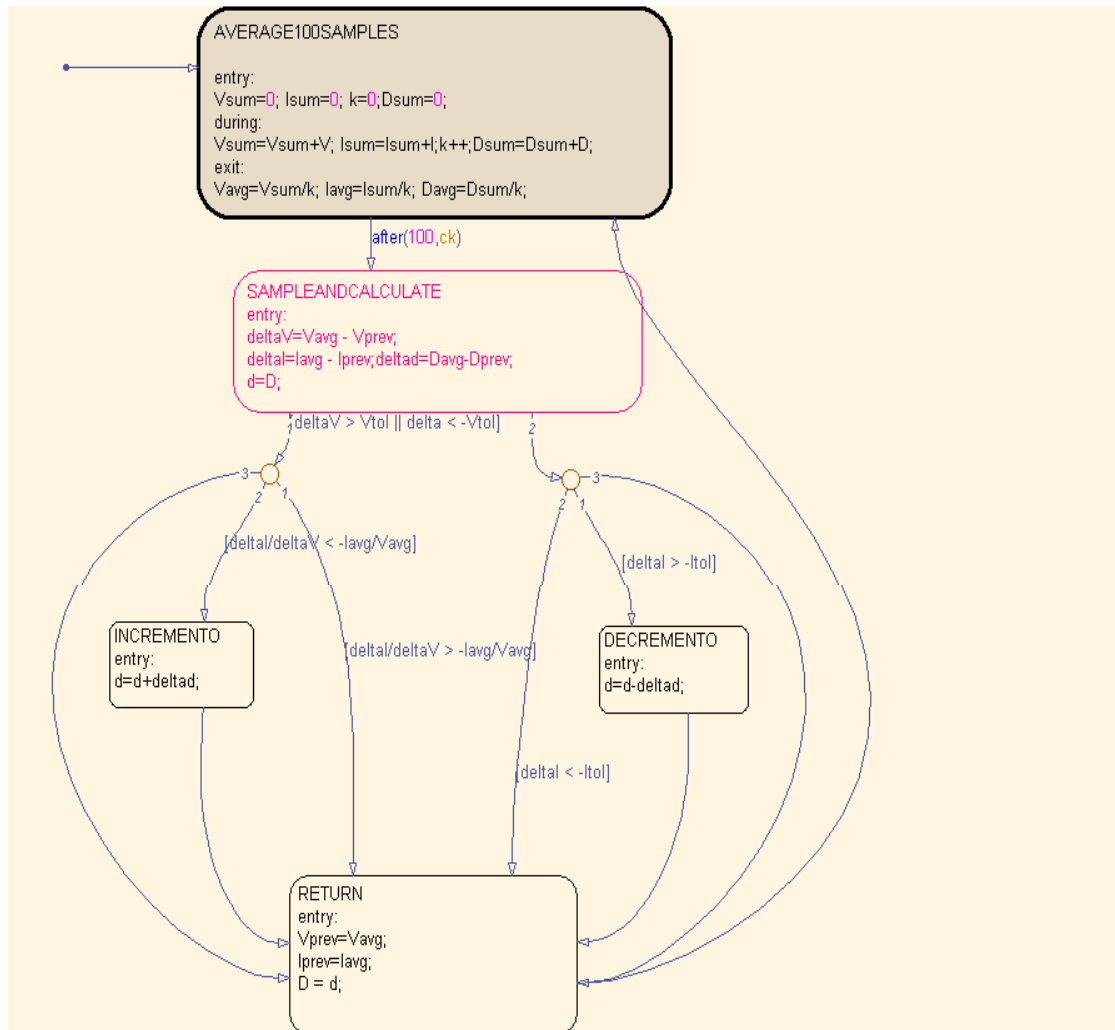


Figura 5.11. Diagrama de flujo del método de conductancia incremental

En la implementación de este método se necesitan dos sensores, uno de intensidad y otro de tensión. Se adapta muy bien al uso de DSPs, con lo que es fácil hacer el seguimiento de los distintos parámetros.

6 Conclusiones

El análisis del inversor trifásico, el estudio del control cruzado y el planteamiento de distintos seguidores del punto de máxima potencia engloban los principales objetivos planteados en este proyecto.

Las conclusiones a las que se han llegado tras el desarrollo de todo el trabajo por orden son:

- El inversor trifásico, al analizarse en coordenadas dq hace más compleja la creación de un controlador. Sin embargo, facilita su análisis y modelado.
- El control cruzado es muy adecuado para controlar sistemas en coordenadas $dq0$ ya que, al desacoplar los términos I_d e I_q se permite controlar, por separado, las componentes de potencia activa por un lado y las componentes de potencia reactiva por otro.
- Los seguidores del punto de máxima potencia consiguen que se obtenga un buen rendimiento de los campos fotovoltaicos al conseguir reducir las pérdidas si se localiza el MPP de manera óptima. Los algoritmos P&O e incremental son los más sencillos de estudiar y permiten localizar el MPP de manera óptima.
- El estudio de las pérdidas del inversor ha permitido validar el buen funcionamiento del mismo.



7 Trabajos futuros

Como desarrollos futuros pueden incluirse las siguientes líneas de estudio:

- Simular el control cruzado en un inversor conectado a la red a partir de las ecuaciones del inversor deducidas del análisis teórico desarrollado en este proyecto y de la implementación estudiada.
- Implementación en el laboratorio.

8 Bibliografía

ARTÍCULOS

[1] Schauder C. and Mehta H., "Vector analysis and control of advanced static VAR compensators", *IEEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution* Vol. 140, No 4, pp. 299-306, 1993.

LIBROS

[2] Katsuhiko Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", Editorial PEARSON Prentice Hall, cuarta Edición, 2008.

TESIS DOCTORALES

[3] Ricardo Albarracín Sánchez, "Compensación de sobretensiones en redes eléctricas con generadores fotovoltaicos", tesis de máster, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.

PROYECTOS FIN DE CARRERA

[3] Ana Ramos Martín, "Desarrollo y puesta en marcha de un inversor trifásico mediante la DSP TMS320F2812 de Texas Instruments", proyecto fin de carrera de ingeniería técnica en electrónica industrial, Universidad Carlos III de Madrid, Septiembre 2010.

MANUALES

[4] MATHWORKS, "Diseño de Sistemas de Energía Solar con Model- Based Design", Noviembre 2010.

9 Anexos

9.1 Hoja de características del IGBT 50GB123D



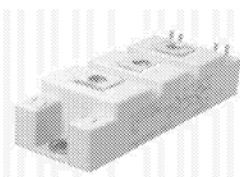
SEMİKRON

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾	... 123 D	
V _{CES}		1200	V
V _{CGR}	R _{GE} = 20 kΩ	1200	V
I _C	T _{case} = 25/80 °C	50 / 40	A
I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	100 / 80	A
V _{GES}		± 20	V
P _{tot}	per IGBT, T _{case} = 25 °C	310	W
T _J (T _{stg})		- 40 ... +150 (125)	°C
V _{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	
Diodes			
I _F = - I _C	T _{case} = 25/80 °C	50 / 40	A
I _{FM} = - I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	100 / 80	A
I _{FSM}	t _p = 10 ms; sin.; T _J = 150 °C	550	
I _T	t _p = 10 ms; T _J = 150 °C	1500	A ² s

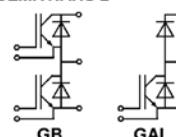
Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
V _{(BR)CES}	V _{GE} = 0, I _C = 1 mA	≥ V _{CES}	—	—	V
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 2 mA	4,5	5,5	6,5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 } T _J = 25 °C	—	0,3	1	mA
	V _{CE} = V _{CES} } T _J = 125 °C	—	3	—	mA
I _{GES}	V _{GE} = 20 V, V _{CE} = 0	—	—	200	nA
V _{CEsat}	I _C = 40 A } V _{GE} = 15 V;	—	2,5(3,1)	3(3,7)	V
V _{CEsat}	I _C = 50 A } T _J = 25 (125) °C	—	2,7(3,5)	—	V
g _{fs}	V _{CE} = 20 V, I _C = 40 A	—	30	—	S
C _{GHC}	per IGBT	—	—	350	pF
C _{ies}	V _{GE} = 0	—	3300	4000	pF
C _{oes}	V _{CE} = 25 V	—	500	600	pF
C _{res}	f = 1 MHz	—	220	300	pF
L _{CE}		—	—	30	nH
t _{d(on)}	V _{CC} = 600 V	—	70	—	ns
t _r	V _{GE} = + 15 V / - 15 V ³⁾	—	60	—	ns
t _{d(off)}	I _C = 40 A, ind. load	—	400	—	ns
t _f	R _{Gon} = R _{Goff} = 27 Ω	—	45	—	ns
E _{on} ⁵⁾	T _J = 125 °C	—	7	—	mWs
E _{off} ⁵⁾		—	4,5	—	mWs
Diodes ⁸⁾					
V _F = V _{EC}	I _F = 40 A } V _{GE} = 0 V;	—	1,85(1,6)	2,2	V
V _F = V _{EC}	I _F = 50 A } T _J = 25 (125) °C	—	2,0(1,8)	—	V
V _{TO}	T _J = 125 °C	—	—	1,2	V
r _T	T _J = 125 °C	—	—	22	mΩ
I _{RRM}	I _F = 40 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	—	23(35)	—	A
Q _{rr}	I _F = 40 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	—	2,3(7)	—	μC
Thermal Characteristics					
R _{thjc}	per IGBT	—	—	0,4	°C/W
R _{thjc}	per diode	—	—	0,7	°C/W
R _{thch}	per module	—	—	0,05	°C/W

SEMITRANS® M
IGBT Modules

SKM 50 GB 123 D
SKM 50 GAL 123 D



SEMITRANS 2



Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to 6 * I_{onom}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes⁸⁾
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm).

Typical Applications: → **B 6 - 85**

- Three phase inverter drives
- Switching (not for linear use)

¹⁾ T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified

²⁾ I_F = - I_C, V_R = 600 V, - di_F/dt = 800 A/μs, V_{GE} = 0 V

³⁾ Use V_{GEoff} = -5 ... -15 V

⁵⁾ See fig. 2 + 3; R_{Goff} = 27 Ω

⁸⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.

Case and mech. data → **B 6 - 86**
SEMITRANS 2

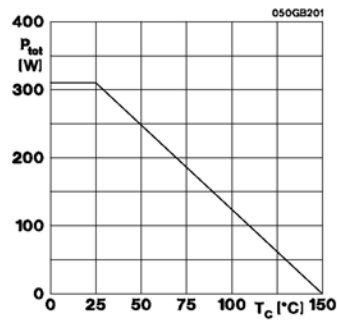
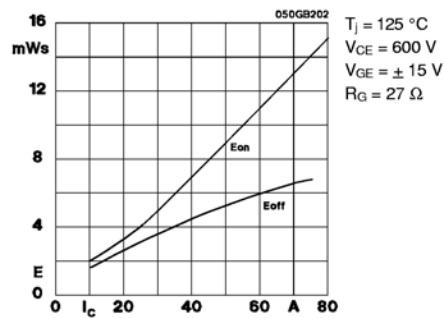
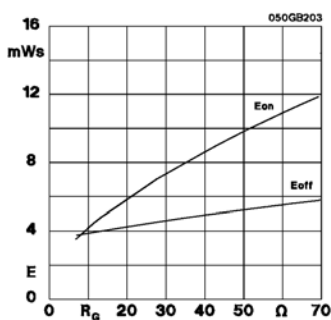
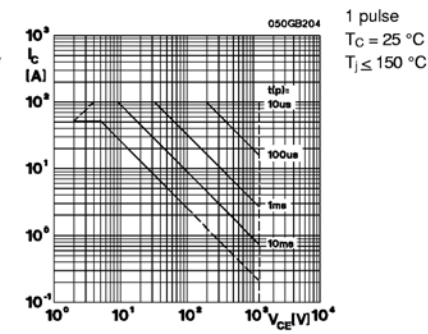
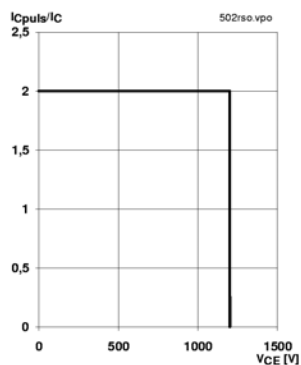
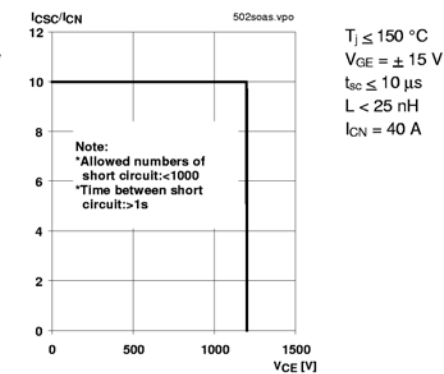

Fig. 1 Rated power dissipation $P_{tot} = f(T_c)$

Fig. 2 Turn-on /-off energy = $f(I_c)$

Fig. 3 Turn-on /-off energy = $f(R_G)$

Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA) $I_C = f(V_{CE})$


Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)


Fig. 6 Safe operating area at short circuit $I_C = f(V_{CE})$

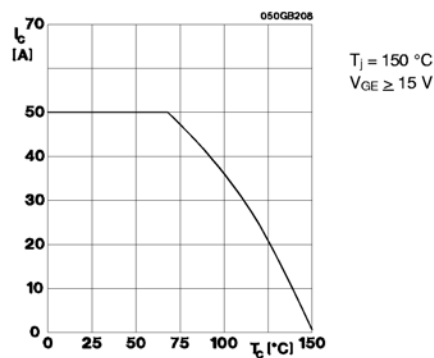


Fig. 8 Rated current vs. temperature $I_C = f(T_C)$

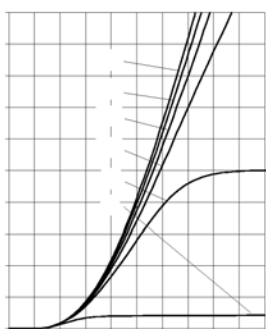


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $25^\circ C$

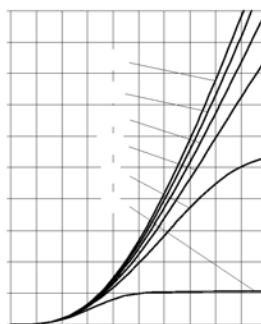


Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $125^\circ C$

$$P_{cond(t)} = V_{CEsat(t)} \cdot I_{C(t)}$$

$$V_{CEsat(t)} = V_{CE(TO)(T_J)} + r_{CE(T_J)} \cdot I_{C(t)}$$

$$V_{CE(TO)(T_J)} \leq 1,5 + 0,002 (T_J - 25) [V]$$

$$\text{typ.: } r_{CE(T_J)} = 0,02 + 0,00008 (T_J - 25) [\Omega]$$

$$\text{max.: } r_{CE(T_J)} = 0,03 + 0,00010 (T_J - 25) [\Omega]$$

$$\text{valid for } V_{GE} = +15 \frac{+2}{-1} [V]; I_C > 0,3 I_{Cnom}$$

Fig. 11 Saturation characteristic (IGBT)
Calculation elements and equations



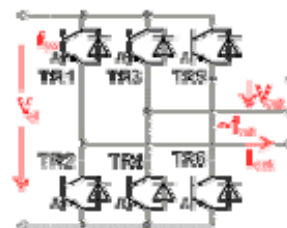
Fig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $V_{CE} = 20 V$

9.2 Pérdidas obtenidas en SEMISEL

Project:

Topology DC/AC

Circuit Inverter 3 Phases



Circuit:

V_d 60 V

V_{out} 47 V

I_{out} 1.301 A

P_{out} 0.09 kW

f_{out} 50 Hz

$\cos(\varphi)$ 0.85

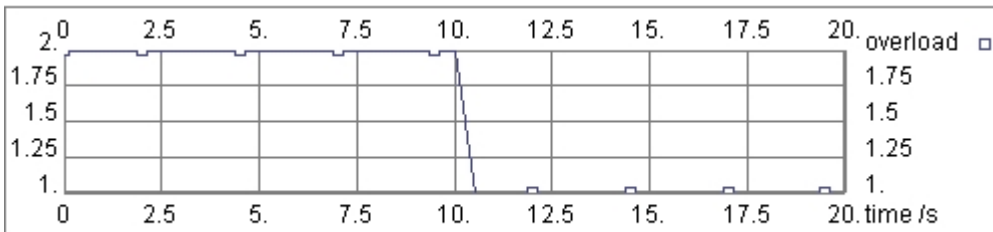
f_{sw} 10 kHz

$V_{min out}$ 54 V

$f_{min out}$ 2 Hz

Overload factor 2

Overload duration 10 sec



Overload characteristic



Device :

Product line SEMITRANS

Device SKM50GB123D*

Use maximum values Yes

Max. junction temperature 150°C

Transistor

$E_{tr} = 13 \text{ mJ (@600V)}$

Diode

$E_d = 1.8 \text{ mJ}$

$$V_{CE0.125} = 1.688 \text{ V}$$

$$r_{C.125} = 48.93 \text{ mOhm}$$

$$V_{CE.sat} = 3.65 \text{ V}$$

$$I_c = 40.00 \text{ A}$$

$$R_{th(j-c)} = 0.39999 \text{ K/W}$$

$$R_{th(c-s)} = 0.05 \text{ K/W}$$

* - discontinued

Data set from 2005/08/23

$$V_{T0.125} = 1.13 \text{ V}$$

$$r_{T.125} = 22.52 \text{ mOhm}$$

$$V_f = 2.03 \text{ V}$$

$$I_f = 40.00 \text{ A}$$

$$R_{th(j-c)} = 0.70000001 \text{ K/W}$$

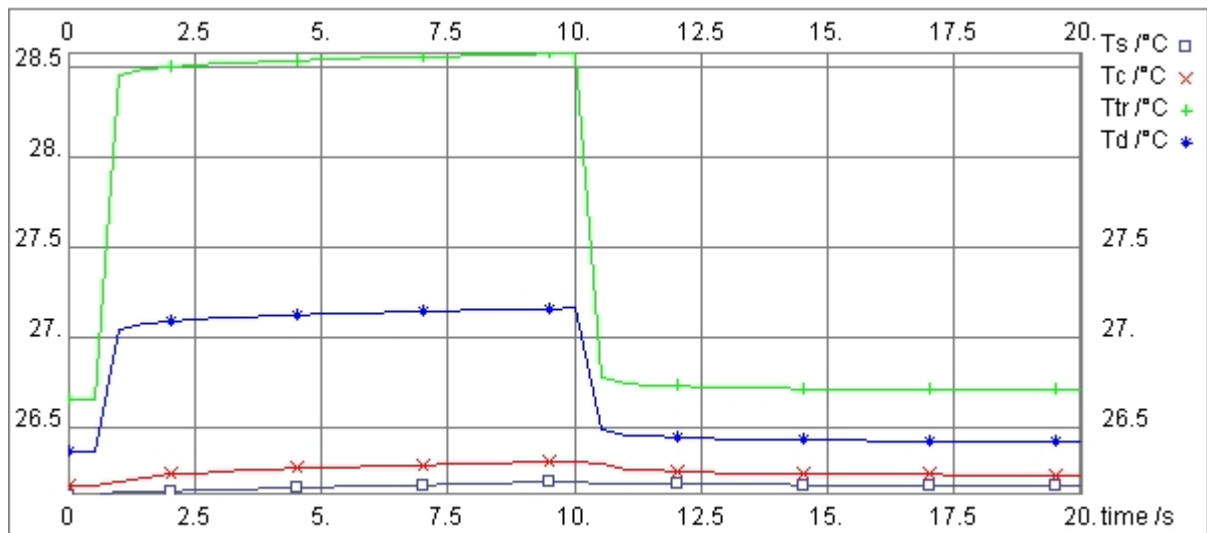
Cooling:

Ambient temperature	25°C
Number of switches per heat sink	6
Number of parallel devices on the same heat sink	1
Additional power source at this heat sink	0 W
Predefined SK-Heat Sink	P3_120
Correction factor	1
Forced Air Cooling, Flow Rate:	80 m ³ /h
$R_{th(s-a)}$	0.167 K/W

Calculated losses and temperatures with rated current, at overload and at $f_{min out}$:

	Rated current	Overload	f_{min} and Overload
$P_{cond tr}$	0.92 W	1.90 W	2.03 W
$P_{sw tr}$	0.05 W	0.11 W	0.11 W
P_{tr}	0.97 W	2.00 W	2.13 W
$P_{cond d}$	0.06 W	0.12 W	0.01 W
$P_{sw d}$	0.09 W	0.14 W	0.14 W
P_d	0.15 W	0.26 W	0.16 W
P_{tot}	6.75 W	14 W	14 W
	Average	Average	Maximum

	Values	Values	Values
T_h	26 °C	26 °C	26 °C
T_c	26 °C	26 °C	26 °C
T_{tr}	27 °C	27 °C	29 °C
T_d	26 °C	26 °C	27 °C



Temperature characteristic overload current during fmin

Evaluation:

This configuration seems to be too powerful.

Device driver sugestión

Name	$I_{out(av)}$ /mA	\hat{I}_{out} /A	V_{isol} /kV	V_{ce} /V	max Rgmin Ohm	/ Channels
3x SKHI23/12 R	50	8	2.5	1200	2.7	2
1x SKHI61 R	20	2	2.5	900	10.0	6
3x SKYPER 32 R or SKYPER 32PRO R	50	15	4.0	1200	1.5	2